



Solutions novatrices pour l'amélioration du taux de lecture de tags RFID UHF dans des environnements complexes

Rafael Antonio Quiroz Moreno

► To cite this version:

Rafael Antonio Quiroz Moreno. Solutions novatrices pour l'amélioration du taux de lecture de tags RFID UHF dans des environnements complexes. Electronique. Université Paris-Est, 2014. Français. NNT : 2014PEST1037 . tel-01133479

HAL Id: tel-01133479

<https://theses.hal.science/tel-01133479>

Submitted on 19 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



UNIVERSITE PARIS-EST

ECOLE DOCTORALE MSTIC

THESE

Présentée par

Rafael Antonio QUIROZ MORENO

Pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université Paris-Est

Spécialité : Electronique

Solutions novatrices pour l'amélioration du taux de lecture de tags RFID UHF dans des environnements complexes

Thèse dirigée par le Professeur Jean-Marc LAHEURTE

Date de la soutenance : 4 mars 2014

Rapporteurs

Thierry MONEDIERE
Philippe PANNIER

Professeur à l'Université de Limoges
Professeur à l'Ecole Polytechnique Universitaire de Marseille

Examineurs

Thierry ALVES
Jean-Marc LAHEURTE
Catherine LEPERS
Odile PICON

Ingénieur à l'ONERA
Professeur à l'UPEM
Professeur à Télécom SudParis
Professeur à l'UPEM

Dédicaces

A ma mère

Remerciements

Je tiens tout particulièrement à remercier les Professeurs Philippe Pannier et Thierry Monedière d'avoir accepté de rapporter sur cette thèse.

Ce travail ainsi que ma vie pendant ces quatre dernières auraient bien différents si je n'avais pas eu l'opportunité de faire mon master recherche à l'université Paris-Est Marne-la-Vallée. Pour cela, je remercie Mme Catherine Lepers, directrice du master EOE à Télécom Sud Paris et Mme Odile Picon, responsable du master SCHF. Elles ont rendu possible ma participation au programme de double diplôme.

A mon directeur de thèse Jean-Marc Laheurte pour m'avoir donné l'opportunité de découvrir le monde de la recherche en m'ouvrant les portes du laboratoire ESYCOM, d'abord avec mon stage de master puis avec ce grand projet qui heureusement arrive à bon terme aujourd'hui. Son soutien très opportun et son savoir m'ont beaucoup aidé.

A toute l'équipe du laboratoire ESYCOM qui pendant ces années a participé d'une façon ou d'une autre à ce projet, les maîtres de conférence, les ingénieurs et les techniciens.

A la société TAGSYS RFID qui a bien voulu nous prêter une partie du matériel dont nous avons besoin pour faire et tester nos antennes.

Je voudrais remercier très sincèrement Thierry Alves avec qui j'ai eu la chance de travailler et d'apprendre pendant presque toute la durée de la thèse. Il a les connaissances et les capacités d'un bon encadrant ainsi que la gentillesse et la cordialité d'un ami. C'est justement ce mélange qui m'a permis de partager beaucoup avec lui toujours en avançant dans les projets proposés. Je n'aurais sincèrement jamais pu réussir sans son aide. Je tiens aussi à remercier M. Hakim Takhedmit qui a toujours été là pour répondre à mes questions et me donner ses sages conseils.

A M. Bérenger Ouattara, qui sans le savoir a précieusement contribué dans une petite partie de ce travail.

Le format et la mise en page de ce manuscrit ont été faits avec l'aide de mon ami David Abi-Saab à qui je dois aussi remercier.

A tous mes collègues doctorants du laboratoire avec qui j'ai partagé plein de connaissances ainsi que des moments de convivialité et camaraderie. Ces deux derniers m'ont permis de continuer avec mes efforts de la meilleure manière.

Je dois remercier spécialement Nadia Haddadou pour sa présence et son soutien. Elle m'a montré qu'on peut trouver des vrais amis même si on est loin de ses racines.

A Caroline Verpilleux qui a été la première personne à lire une grande partie de ce manuscrit et corriger mes phrases pensées en espagnol et écrites en français. Je remercie aussi son soutien constant qui m'a permis de prendre conscience de mes compétences afin de donner le meilleur de moi-même dans les moments où j'avais le plus besoin.

Au football et à la musique deux passions qui me permettent de m'évader et oublier les difficultés pour retrouver à nouveau mon souffle et continuer de plus belle.

A mon amie, mon colocataire, et aussi le frère que la vie m'a offert à mon arrivé en France : Hamlet Medina avec qui j'ai partagé plein de moments de bonheur ainsi que les difficultés ensemble on est un binôme parfait !

A ma mère qui m'a toujours soutenu et encouragé à aller plus loin. Pour chacun des succès dans ma vie, elle a été présente. Mama a ti agradezco mi vida y todo lo que en ella he logrado, mis triunfos son tuyos. Gracias a tu enorme esfuerzo como madre soy lo que soy hoy dia. Quiero que sepas que te amo y que eres lo mas importante para mi.

Finalement je remercie Dieu, pour avoir toujours eu la foi en lui. Cela m'a permis de rester calme même quand je me suis approché de la « vallée de l'ombre de la mort » dans plusieurs moments de ma vie.

Résumé

L'identification par radio fréquence (RFID) est une technologie utilisant les ondes radio pour détecter, localiser et identifier des objets sur lesquels on place des étiquettes électroniques ou tags. Cette technologie, avec des fonctionnalités de détection supérieures à 2m, est destinée à remplacer le code-barre existant depuis les années 1970. Durant la dernière décennie, le développement de la RFID UHF a permis d'élargir le domaine des applications qui compte entre autres le marquage d'objets, le contrôle d'accès, la traçabilité, la logistique, l'inventaire, et même les transactions financières. Avec cette augmentation de la demande de services d'identification, les prévisions pour le marché de la RFID (actuellement dans les 12MM d'euros) montrent une augmentation de 3MM d'euros par an dans les 10 prochaines années.

Actuellement la RFID UHF présente plusieurs limitations technologiques fortes expliquant que son développement est moins rapide que ce qui avait été envisagé il y a une vingtaine d'années. Deux problématiques industrielles importantes sont abordées dans ce travail. Tout d'abord la variété des supports sur lesquels les étiquettes RFID sont placées, cette variabilité des supports entraînant un dérèglement des antennes des tags à cause du changement de la permittivité électrique et/ou de la conductivité du milieu. Dans ce contexte des solutions sont proposées au niveau de tags UHF pour une application sur surfaces en plastique ou en métal. La deuxième problématique est liée au couplage entre antennes lorsque la densité de tags est forte ou aux perturbations de diagramme (masquage) dues à l'environnement proche des antennes. Afin d'améliorer le taux de lecture dans ces conditions, une antenne lecteur miniaturisée à quatre IFAs intégrant de la diversité d'espace, de polarisation et de diagramme a été développée et testée dans un scénario à forte densité de tags.

Mots clés : RFID ; UHF RFID ; Tags UHF RFID Tags, Antenne Lecteur UHF RFID ; Lecture de tags RFID ; Taux de lecture RFID

Abstract

Radio Frequency Identification (RFID) is a technology designed to use the electromagnetic waves backscattering to establish detection and identification for different types of articles. Due to its longer coverage range, this technology seeks to replace the bars code existing since 1970. Recently RFID developments allow the growth in the number of applications including access control, tracking and logistic, inventory, and even electronic contactless payment between others. With this growing in the RFID services demand, the market value previsions (currently in 12MM euros) show an increase of 3MM euros per year during the next 10 years.

Nowadays the RFID has many technical limitations that could explain the fact of the slow growth different of the initial estimation twenty years ago. Two main issues in RFID field are treated in this work. Initially, the variety of supports where the tags are placed on, fact that produce an antenna mismatch due to the electrical permittivity variation. For this problem some UHF tags solutions are developed and proposed to enhance the antennas performance for plastic and metallic supports applications. The second issue which is the low detection rate is clearly linked to the antennas coupling when the tags density is high or to the perturbations in the reader's radiation pattern due to the environment next to the antenna. In order to improve the detection-identification rate in these conditions, a four IFA miniaturized reader antenna with diversity is developed and tested.

Keywords: RFID; UHF RFID; Tags UHF RFID; Reader Antenna UHF RFID ; tags detection RFID ; read rate RFID

Table des matières

CHAPITRE 1 :

| | |
|---|----|
| INTRODUCTION | 1 |
| 1.1 HISTOIRE DE LA RFID | 1 |
| 1.2 L'IDENTIFICATION ELECTRONIQUE ET LA RFID | 4 |
| 1.3 LE MARCHE DE LA RFID | 6 |
| 1.4 BANDES DE FREQUENCES ET REGULATIONS | 7 |
| 1.5 COUPLAGE INDUCTIF ET COUPLAGE RADIATIF | 8 |
| 1.6 DOMAINES APPLICATIFS | 10 |
| 1.7 PROBLEMATIQUE DE LA THESE | 14 |
| 1.8 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 1 | 17 |

CHAPITRE 2 :

| | |
|---|----|
| ETUDE ET REALISATION DE TAGS POUR APPLICATIONS SUR SURFACES EN PLASTIQUE | 21 |
| 2.1 ETAT DE L'ART DES TAGS RFID UHF EN PRESENCE DE MATERIAUX DIELECTRIQUES | 21 |
| 2.2 MODULE MUTRAK..... | 26 |
| 2.2.1 Chip Monza4..... | 26 |
| 2.2.2 Boucle de couplage | 28 |
| 2.2.3 Association du module Mutrak à un élément filaire rayonnant | 30 |
| 2.3 CONCEPTION DE L'ANTENNE TAG..... | 32 |
| 2.3.1 Analyse du dipôle à enroulements | 32 |
| 2.3.2 Couplage magnétique dipôle – module Mutrak..... | 35 |
| 2.3.3 Etude de l'écartement entre la boucle d'excitation et le dipôle | 36 |
| 2.3.4 Etude des effets du glissement de la boucle d'excitation le long du dipôle | 38 |
| 2.4 TAG COMBINANT DES DIPOLES ENROULES ET LA BOUCLE D'EXCITATION – REALISATION ET MESURES DE FREQUENCE DE RESONANCE | 39 |
| 2.4.1 Réalisation de l'antenne tag | 39 |
| 2.4.1.1 Méthode de mesure de la fréquence de résonance d'une antenne par couplage de proximité..... | 40 |
| 2.4.1.2 Module Mutrak – Détermination expérimentale de la résonance..... | 41 |
| 2.4.1.3 Tag sur récipient plastique – Réglage de la résonance | 42 |
| 2.4.1.4 Tag sur récipient plastique rempli d'eau – Réglage de la résonance..... | 42 |
| 2.4.1.5 Antenne Combinée pour récipient plastique vide ou rempli d'eau | 43 |
| 2.4.1.6 Tag combinant des dipôles enroulés et le Mutrak –Mesures de distance de la lecture | 44 |

| | | |
|---------|---|----|
| 2.5 | CONCEPTION ET REALISATION D'UN TAG LARGE BANDE | 50 |
| 2.5.1 | Tag (T1) : Première topologie de tag large bande à 2 dipôles enroulés | 53 |
| 2.5.2 | Tag (T2) : Deuxième topologie de tag large bande à 2 dipôles enroulés | 56 |
| 2.5.3 | Performance de tags large bande en présence de support plastique | 58 |
| 2.5.3.1 | Influence du support plastique dans le cas du tag (T1) | 58 |
| 2.5.3.2 | Influence du support plastique dans le cas du tag (T2) | 60 |
| 2.6 | REALISATION ET MESURE DU TAG (T2)..... | 62 |
| 2.7 | CONCLUSION DU CHAPITRE 2 | 64 |
| 2.8 | REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 2 | 65 |

CHAPITRE 3 :

CONCEPTION DE TAGS RFID UHF FONCTIONNANT AU VOISINAGE DE SURFACES METALLIQUES

| | | |
|---------|--|-----|
| 3.1 | ETAT DE L'ART POUR LES TAGS RFID EN PRESENCE DE SURFACES METALLIQUES..... | 69 |
| 3.2 | INFLUENCE D'UNE SURFACE METALLIQUE SUR UN DIPOLE HORIZONTAL COUPLE AU MUTRAK | 81 |
| 3.3 | PATCH ALIMENTE PAR UNE FENTE | 83 |
| 3.3.1 | Influence de L_{slot} | 85 |
| 3.3.2 | Influence de W_{slot} | 86 |
| 3.3.3 | Influence de l'épaisseur du substrat (h) | 87 |
| 3.3.4 | Influence des dimensions du patch | 88 |
| 3.3.5 | Influence des dimensions du plan métallique | 89 |
| 3.4 | INSERTION DU MUTRAK DANS LA FENTE D'EXCITATION | 90 |
| 3.4.1 | Influence de l'emplacement du Mutrak | 92 |
| 3.4.2 | Influence de la largeur de fente W_{slot} | 94 |
| 3.5 | REALISATION ET MESURES | 96 |
| 3.6 | MINIATURISATION DE L'ANTENNE PATCH EXCITEE PAR UNE FENTE .. | 98 |
| 3.6.1 | Modification des dimensions W et L | 99 |
| 3.6.2 | Ajustement des dimensions de la fente | 104 |
| 3.6.3 | Variation de L_{slot} | 104 |
| 3.6.4 | Variation de W_{slot} | 106 |
| 3.6.5 | Déplacement de la fente | 108 |
| 3.6.6 | Optimisation du tag avec fente ouverte | 110 |
| 3.6.6.1 | Réduction de la longueur résonante du patch (L)..... | 110 |
| 3.6.6.2 | Réduction de la longueur de la fente L_{slot} | 111 |
| 3.6.6.3 | Réglage conjoint de L et L_{slot} pour l'antenne à fente ouverte..... | 113 |
| 3.6.7 | Réalisation et mesures de l'antenne miniaturisée | 115 |

| | | |
|--|--|------------|
| 3.7 | MODIFICATION DE LA STRUCTURE POUR UTILISATION DANS LA BANDE AMERICAINE..... | 117 |
| 3.8 | CONCLUSION DU CHAPITRE 3 | 119 |
| 3.9 | RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 3 | 120 |
| CHAPITRE 4 : | | |
| DIVERSITE D'ANTENNES APPLIQUEE AU CONTEXTE DE LA RFID | | 125 |
| 4.1 | CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE DE LA DIVERSITE D'ANTENNES..... | 125 |
| 4.2 | CONCEPTION D'UN MODULE D'ANTENNE MINIATURE RECONFIGURABLE FOURNISSANT DE LA DIVERSITE DE DIAGRAMME ET DE POLARISATION GRACE A DES COMMUTATEURS | 128 |
| 4.2.1 | Antenne miniature de base pour le module à diversité : antenne IFA | 128 |
| 4.2.2 | Réseau d'antennes IFA à diversité d'espace, de diagramme et de polarisation .. | 132 |
| 4.2.2.1 | Effet des fentes sur l'adaptation et l'isolation des ports | 134 |
| 4.2.2.2 | Réduction du rayonnement arrière (Leakage) | 135 |
| 4.2.2.3 | Diversité : espace, diagramme et polarisation | 137 |
| 4.3 | FABRICATION DE L'ANTENNE ET MESURES DES PARAMETRES S..... | 139 |
| 4.3.1 | Le coefficient de corrélation d'enveloppe | 140 |
| 4.3.2 | Mesures du taux de reconnaissance des tags UHF et comparaison avec des antennes commerciales | 141 |
| 4.3.3 | Influence de l'environnement de mesures | 146 |
| 4.4 | CONCLUSION DU CHAPITRE 4 | 147 |
| 4.5 | REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 4 | 148 |
| CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES..... | | 151 |
| ANNEXE | | 157 |
| A-I | IMPEDANCE ET RESULTATS DES DIPOLES D1 ET D2 POUR LE TAG T1 | 157 |
| A-II | IMPEDANCE ET RESULTATS DES DIPOLES D1 ET D2 POUR LE TAG T2 | 159 |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure 1-1. Modèle d'identification par radio fréquence développé par Crump [DOB13] | 2 |
| Figure 1-2. Système RFID par couplage magnétique [DOB13] | 2 |
| Figure 1-3. Système d'identification développé par Sandia National Laboratories [DOB13] .. | 3 |
| Figure 1-4. Exemples de Tags HF à 13.56 MHz..... | 5 |
| Figure 1-5. Exemples de Tags UHF Alien | 5 |
| Figure 1-6. Principe de la rétromodulation du champ incident rayonné en RFID UHF | 6 |
| Figure 1-7. Évolution du marché mondial de la RFID..... | 7 |
| Figure 1-8. Bandes de fréquences de la RFID (LF, HF, UHF et micro-ondes) | 8 |
| Figure 1-9. Principe du couplage inductif en RFID LF et HF | 9 |
| Figure 1-10. Principe du couplage radiatif en RFID UHF | 9 |
| Figure 1-11. RFID pour le contrôle d'accès..... | 11 |
| Figure 1-12. RFID pour inventaire manuel | 11 |
| Figure 1-13. Principe d'une chaîne logistique complète contrôlé par RFID | 12 |
| Figure 1-14. Principe de la traçabilité d'objets dans le cadre de la réception d'un camion..... | 12 |
| Figure 1-15. Exemples de marquage RFID d'animaux..... | 13 |
| Figure 1-16. Lecture en mouvement avec les tags statiques et l'antenne du lecteur en mouvement..... | 15 |
| Figure 1-17. (a) Cage de Faraday permettant de réduire la lecture des tags placés en dehors de la cage (b) Convoyeur permettant d'assurer le suivi de bagages | 15 |
| Figure 2-1. Exemple d'articles plastique..... | 21 |
| Figure 2-2. Tags testés sur un récipient plastique [FUC12]..... | 22 |
| Figure 2-3. Performance des tags sur récipient plastique [FUC12] | 23 |
| Figure 2-4. Tags utilisés dans une chaîne de fabrication et transport de récipients plastiques [BOR10]..... | 23 |
| Figure 2-5. Tag (a) fixé au récipient | 24 |
| Figure 2-6. Tag (b) fixé au récipient rempli d'eau | 24 |
| Figure 2-7. Tag testé pour différentes valeurs de permittivité [DEL10]..... | 24 |
| Figure 2-8. Variation de la distance de lecture avec ϵ_r | 25 |
| Figure 2-9. Distance de lecture pour différents types de matériaux..... | 25 |
| Figure 2-10. Module Mutrak [TAGSYS]..... | 26 |
| Figure 2-11. Modélisation HFSS du module incluant une vue de la boucle et du chip monza 4 | 26 |
| Figure 2-12. Circuit parallèle équivalent du chip Monza4..... | 27 |
| Figure 2-13. Circuit série équivalent du chip Monza4 | 27 |
| Figure 2-14. Impédance série du chip | 28 |
| Figure 2-15. Module Mutrak (chip+petite boucle)..... | 28 |
| Figure 2-16. Circuit équivalent de la boucle | 28 |
| Figure 2-17. Impédance de la petite boucle et du chip en fonction de la fréquence | 29 |
| Figure 2-18. Illustration du couplage magnétique entre une petite boucle et un conducteur linéaire placé au voisinage | 30 |
| Figure 2-19. Circuit électrique modélisant le couplage inductif entre la boucle et le dipôle... 30 | |
| Figure 2-20. Antenne dipôle à enroulements | 32 |
| Figure 2-21. Dipôle enroulé excité par une source | 35 |
| Figure 2-22. Impédance d'un dipôle enroulé | 35 |
| Figure 2-23. Structure du tag proposé..... | 36 |
| Figure 2-24. Evolution de l'impédance de l'antenne en fonction de l'écartement entre le dipôle et la boucle | 36 |

| | |
|--|----|
| Figure 2-25. Evolution de l'impédance de l'antenne en fonction de la position de la boucle le long du dipôle..... | 38 |
| Figure 2-26. Dipôle enroulé accordé dans l'air incluant le module Mutrak | 39 |
| Figure 2-27. Boucle de King blindée à proximité du dipôle à mesurer | 40 |
| | |
| Figure 3-1 Dipôles magnétique et électrique en présence d'une surface métallique | 69 |
| Figure 3-2. Tag RFID conventionnels testés en présence de métal | 70 |
| Figure 3-3. Evolution de la performance de différents tags avec la proximité d'un plan métallique [DOB05] | 71 |
| Figure 3-4. Variation de l'adaptation en fonction de la distance "d" entre l'antenne et le plan métallique [HAS11] | 72 |
| Figure 3-5. Patchs excités avec une ligne micro-ruban par couplage de proximité [JEO09] [SON06] | 72 |
| Figure 3-6. Exemples d'antennes PIFA utilisées sans la RFID | 73 |
| Figure 3-7. Antennes patchs utilisées dans la RFID | 74 |
| Figure 3-8. Impédance d'entrée en fonction des paramètres géométriques [KIM08] | 74 |
| Figure 3-9. Utilisation de patchs parasites [MIN10] | 75 |
| Figure 3-10. Antenne tag à polarisation circulaire [CHE12] | 76 |
| Figure 3-11. Tag flexible avec deux fentes [SON12] | 76 |
| Figure 3-12. Impédance et adaptation de l'antenne | 76 |
| Figure 3-13. Antenne à 2 patchs sur les ports du chip et son adaptation [DU13] | 77 |
| Figure 3-14. RR obtenu par Du [DU13] | 77 |
| Figure 3-15. Patch tag proposé par Xi [XIJ13] | 78 |
| Figure 3-16. RR par rapport à h substrat | 78 |
| Figure 3-17. Tag large bande pour applications sur métal [RAO08] | 78 |
| Figure 3-18. RR pour deux tailles du même tag sous différentes conditions [RAO08] | 79 |
| Figure 3-19. Exemple de dipôle imprimé testé face à une surface métallique avec ses dimensions..... | 81 |
| Figure 3-20. Comparaison de performance du dipôle imprimé face à la surface métallique et en espace libre | 83 |
| Figure 3-21. Patch conventionnel excité par une fente | 84 |
| Figure 3-22. Variation de l'impédance de l'antenne avec Lslot | 85 |
| Figure 3-23. Variation de l'impédance de l'antenne avec Wslot | 86 |
| Figure 3-24. Variation de l'impédance de l'antenne avec l'épaisseur du substrat..... | 87 |
| Figure 3-25. Variation de l'efficacité de l'antenne avec l'épaisseur | 87 |
| Figure 3-26. Variation de l'impédance de l'antenne avec L | 88 |
| Figure 3-27. Variation de l'impédance de l'antenne avec W | 89 |
| Figure 3-28. Variation de l'impédance de l'antenne avec la surface du plan métallique | 89 |
| Figure 3-29. Impédance et gain de l'antenne avec le Mutrak..... | 91 |
| Figure 3-30. Adaptation du tag et read range..... | 91 |
| Figure 3-31. Déplacement du Mutrak au long de la fente d'excitation avec les 3 positions considérées | 92 |
| Figure 3-32. Variation de l'impédance de l'antenne vis à vis l'emplacement du Mutrak | 93 |
| Figure 3-33. Evolution des caractéristiques et performances du tag en fonction de l'emplacement du Mutrak | 94 |
| Figure 3-34. Evolution de l'impédance de l'antenne avec la variation de Wslot | 94 |
| Figure 3-35. Evolution des caractéristiques et performances du tag en fonction de la variation de Wslot..... | 95 |
| Figure 3-36. Patch réalisé sans Mutrak | 96 |
| Figure 3-37. Patch réalisé avec Mutrak | 96 |
| Figure 3-38. Montage du tag sur une surface métallique | 97 |

| | |
|--|-----|
| Figure 3-39. Comparaison entre les distances de lecture (théorie et mesure) en fonction de la puissance | 97 |
| Figure 3-40. Comparaison théorie vs mesure de la distance de lecture en fonction de la fréquence | 98 |
| Figure 3-41. Variation de l'impédance de l'antenne avec W | 99 |
| Figure 3-42. Variations des performances de l'antenne en fonction de la réduction du paramètre W | 100 |
| Figure 3-43. Variation de l'impédance avec la réduction de W et la correction de la longueur résonante L | 101 |
| Figure 3-44. Variation des performances avec la réduction de W et la correction de la longueur résonante L | 102 |
| Figure 3-45. Tag miniaturisé à l'issue de la réduction de W et L | 104 |
| Figure 3-46. Variation de l'impédance avec l'augmentation de Lslot et correction de la longueur L | 105 |
| Figure 3-47. Variation des performances avec l'augmentation de Lslot et la correction de L | 106 |
| Figure 3-48. Variation de l'impédance avec la réduction de Wslot et la correction de la longueur L | 107 |
| Figure 3-49. Variation des performances avec la réduction de Wslot et la correction de la longueur résonante L | 107 |
| Figure 3-50. Déplacement de la fente selon la largeur W du patch | 108 |
| Figure 3-51. Variation de l'impédance de l'antenne avec le déplacement (dx) de la fente. .. | 109 |
| Figure 3-52. Variation des performances avec le déplacement "dx" (fente et Mutrak) vers le bord du patch..... | 110 |
| Figure 3-53. Patch avec fente ouverte : Variations des performances de l'antenne après réduction de L..... | 111 |
| Figure 3-54. Variation des performances avec l'accord en fréquence produit par la réduction de Lslot..... | 112 |
| Figure 3-55. Comparaison de gains les modifications réalisées afin de minimiser le patch.. | 113 |
| Figure 3-56. Comparaison des performances avec l'augmentation de L et la réduction de Lslot | 114 |
| Figure 3-57. Evolution du RR avec l'augmentation de L et la réduction de Lslot | 114 |
| Figure 3-58. Antenne miniature réalisée | 115 |
| Figure 3-59. Antenne incluant le Mutrak | 115 |
| Figure 3-60. Comparaison des dimensions des antennes | 115 |
| Figure 3-61. Antenne tag réduite attachée à une surface métallique | 116 |
| Figure 3-62. Distance de lecture théorique et mesurée en fonction de la fréquence..... | 116 |
| Figure 3-63. Impédance de l'antenne avec celle du chip | 117 |
| Figure 3-64. Performances simulées du tag modifié pour la bande américaine | 118 |
| Figure 4-1. Système RFID d'inventaire d'objets sur palette [1] | 125 |
| Figure 4-2. Système RFID de traçabilité d'un ensemble de cartons sur des étagères..... | 125 |
| Figure 4-3. Illustration d'un scénario multi-trajets de communication entre un lecteur et un carton de tags..... | 126 |
| Figure 4-4. Les différentes techniques de diversité d'antennes | 127 |
| Figure 4-5. Modèle d'antenne ILA | 129 |
| Figure 4-6. Circuit d'adaptation pour une antenne ILA | 129 |
| Figure 4-7. Antenne IFA | 130 |
| Figure 4-8. Circuit représentatif de l'antenne IFA | 130 |
| Figure 4-9. Paramètre S11 de l'antenne IFA..... | 131 |

| | |
|--|-----|
| Figure 4-10. Diagramme de l'antenne IFA en 3D (a) et pour sa polarisation dans le plan $\varphi=0^\circ$ (b) : Antenne placée au centre du plan de masse | 131 |
| Figure 4-11. Diagramme de l'antenne IFA en 3D (a) et pour sa polarisation dans le plan $\varphi=0^\circ$ (b) : Antenne placée dans un coin du plan de masse..... | 132 |
| Figure 4-12. Géométrie du réseau d'IFA à diversité d'espace, de polarisation et de diagramme | 133 |
| Figure 4-13. Paramètres S du réseau IFA sans fentes et avec fentes | 134 |
| Figure 4-14. Rayonnement champ proche de l'antenne : (a) sans réflecteur, (b) avec réflecteur | 135 |
| Figure 4-15. Géométrie du réseau d'antenne avec corrugations | 136 |
| Figure 4-16. Rayonnement en champ proche de l'antenne avec corrugations..... | 136 |
| Figure 4-17. Diversité de diagramme..... | 137 |
| Figure 4-18. Diversité de polarisation..... | 138 |
| Figure 4-19. Prototype d'antenne lecteur fabriqué de l'antenne à diversité | 139 |
| Figure 4-20. Comparaisons des paramètres S simulés et mesurés | 140 |
| Figure 4-21. Coefficient de corrélation d'enveloppe | 141 |
| Figure 4-22. Carton de 38 produits avec tags disposés de façon arbitraire..... | 142 |
| Figure 4-23. Dispositif expérimental pour évaluer le taux de reconnaissance des tags : 1(vert)→ antenne à diversité ; 2(bleu)→ carton de tags. | 142 |
| Figure 4-24. Lecteur Impinj Speedway R420 [CISP] | 143 |
| Figure 4-25. Connexion entre l'antenne réalisée et le lecteur: (a) câble coaxial, (b) Connecteur RP-TNC Femelle..... | 143 |
| Figure 4-26. Antennes commerciales de référence utilisées dans les applications RFID..... | 144 |
| Figure 4-27. Taux de reconnaissance des tags en salle de mesure électronique. (a) antenne à diversité, (b) antenne à polarisation circulaire (CP), (c) antenne à polarisation linéaire(LP) | 145 |
| Figure 4-28. Taux de reconnaissance des tags en salle informatique (a) antenne à diversité, (b) antenne à polarisation linéaire (LP) | 146 |

Liste des tableaux

| | |
|--|-----|
| Tableau 1-1. Bandes de fréquence et puissance maximale autorisée pour différentes zones du monde | 10 |
| Tableau 2-1. Impédance du chip pour les différentes bandes de fréquences. | 28 |
| Tableau 2-2. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_1 et L_5 | 33 |
| Tableau 2-3. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_2 et L_6 | 33 |
| Tableau 2-4. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_3 et L_7 | 34 |
| Tableau 2-5. Dimensions de l'antenne proposée | 34 |
| Tableau 2-6. Variation des paramètres de l'antenne en fonction de l'écartement entre boucle et dipôle | 37 |
| Tableau 2-7. Variation des paramètres de l'antenne (dipôle+boucle) en fonction de la distance x | 38 |
| Tableau 2-8. Dimensions de l'antenne tag avec dipôle enroulé..... | 39 |
| Tableau 2-9. Distance de lecture pour les différentes antennes | 48 |
| Tableau 2-10. Dimensions du dipôle enroulé imprimé | 51 |
| Tableau 2-11. Dimensions des différents segments des dipôles (D1) et (D2) dans (T1)..... | 54 |
| Tableau 2-12. Dimensions des différents segments des dipôles (D1) et (D2) dans (T2)..... | 56 |
| Tableau 2-13. Evolution du gain du tag avec la variation de la permittivité | 59 |
| Tableau 2-14. Evolution de la distance de lecture du tag (T1) en fonction de la permittivité relative dans les bandes Europe et US | 60 |
| Tableau 2-15. Evolution de la distance de lecture du tag (T2) en fonction de la permittivité relative dans les bandes Europe et US | 61 |
| Tableau 3-1. Caractéristiques et performances des différents tags dans la littérature | 80 |
| Tableau 3-2. Caractéristiques du patch nominal alimenté par fente | 85 |
| Tableau 3-3. Influence des différents paramètres de la structure proposée sur l'impédance et fr | 90 |
| Tableau 3-4. Géométrie de l'antenne Tag | 91 |
| Tableau 3-5. Caractéristiques de l'antenne réalisée et ses performances théoriques et mesurées | 99 |
| Tableau 3-6. Résultats obtenus avec la variation de W | 101 |
| Tableau 3-7. Paramètres du tag après miniaturisation de W et L | 104 |
| Tableau 3-8. Résultats de l'antenne avec la correction de la fréquence de résonance pour les différentes valeurs de W_{slot} | 108 |
| Tableau 3-9. Dimensions de l'antenne miniaturisée..... | 108 |
| Tableau 3-10. Dimensions de l'antenne miniature | 115 |
| Tableau 3-11. Caractéristiques et performances des antennes tag réalisées | 116 |
| Tableau 4-1. Dimensions de l'antenne en longueur d'onde (λ) | 130 |
| Tableau 4-2. Récapitulatif des performances de l'antenne proposée | 141 |

Chapitre 1

Introduction

Chapitre 1

Introduction

1.1 Histoire de la RFID

Au XXème siècle, la deuxième guerre mondiale a été le terrain d'une bataille technologique incluant pour la première fois la détection d'objets (avions) par ondes électromagnétiques. Si la localisation le radar remplissait bien sa fonction, il était en revanche délicat de savoir à quelles forces correspondaient les réponses radar.

Un bon exemple de ce problème d'identification est la détection en 1941 des avions par les militaires américains de la base Pearl Harbor lorsque le lieutenant Kermit Tyler a ignoré le danger en pensant qu'il s'agissait de l'arrivée programmée de six bombardiers B-17. Finalement et malheureusement pour lui, il s'agissait des premières unités des Nakajima B5N de l'armée japonaise [PEHAR]. Pour distinguer leurs appareils des appareils britanniques, les escadrons allemands effectuaient simultanément la même manœuvre sur ordre de l'artillerie au sol. C'est un des premiers cas d'identification des éléments passifs mobiles qui est connu [DOB13]. Assez rapidement cependant, le principe de la RFID est utilisé pour la première fois pour identifier/authentifier des appareils en vol (IFF : Identifie Friendly Foe). Il s'agissait de compléter la signature RADAR des avions en lisant un identifiant fixe permettant l'authentification des avions alliés.

Dans les années 60 les premiers exemples d'identification par radio fréquences (RFID) ont été développés et brevetés. Crump (Figure 1-1) propose un récepteur « transponder » ou « tag » utilisant l'énergie RF, une fois rectifiée, pour alimenter l'oscillateur et retourner un signal de fréquence différente de celle reçue.

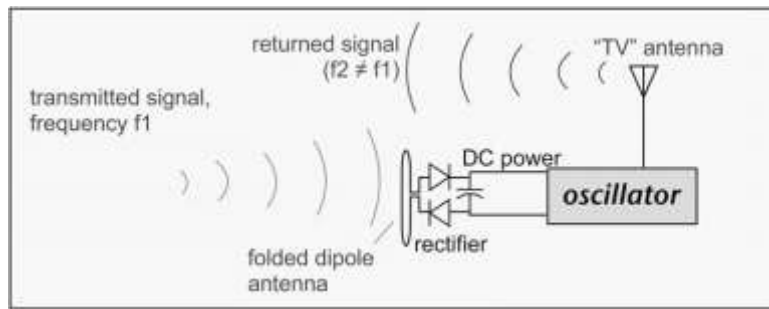


Figure 1-1. Modèle d'identification par radio fréquence développé par Crump [DOB13]

Ces premiers prototypes travaillaient à très basses fréquences (dizaines de KHz jusqu'à 10MHz), la distance de détection « read range » ne dépassant pas le mètre. Les systèmes RFID par couplage magnétique ont alors été privilégiés principalement pour la simplicité et le faible coût de circuits tels que celui de la Figure 1-2 réalisé par Charles Walton, qui a aussi breveté d'autres tags inductifs au début des années 70.

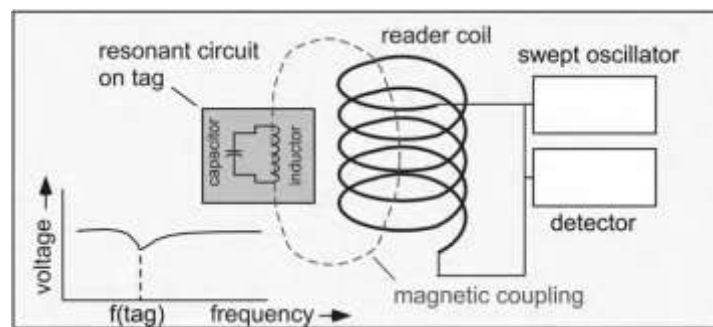


Figure 1-2. Système RFID par couplage magnétique [DOB13]

Ces tags basés sur un circuit résonateur LC ont conduit à la première grande implémentation commerciale de la RFID par Schlage Lock Company (USA) dans les années 1972-1973.

Au niveau de l'UHF, le travail réalisé par les Sandia National Laboratories à la fin des années 70 [KOE75] (Figure 1-3) a abouti à un système proche des caractéristiques actuelles de la RFID. Le système de la figure 1-3 travaillait à 1 GHz avec une puissance d'émission égale à 4W, en incluant le principe de rectification des ondes RF émise par le lecteur et l'utilisation de la tension DC convertie pour activer le circuit du tag. On retrouve également le concept de la modulation de charge de l'antenne et de la rétro-modulation du signal réfléchi vers l'antenne lecteur.

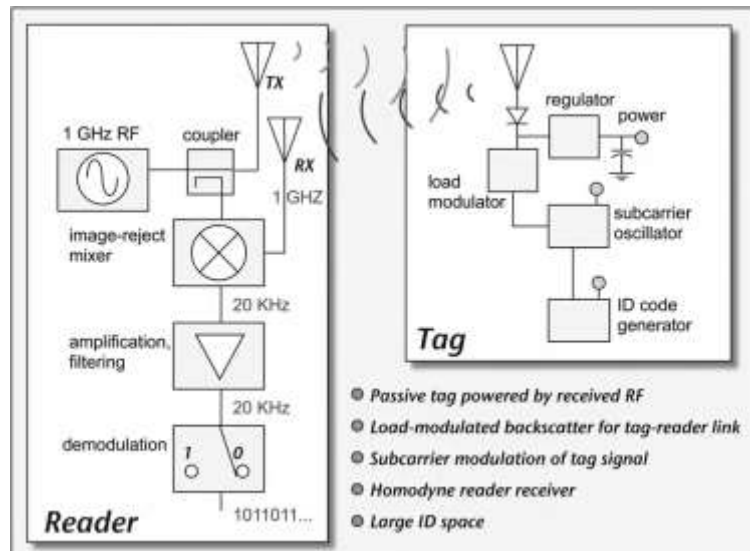


Figure 1-3. Système d'identification développé par Sandia National Laboratories [DOB13]

La génération d'un code pour établir l'identification de l'objet était le point sensible puisqu'à l'époque la complexité du design des circuits limitait le nombre de bits à transmettre (3). Avant les années 1980, les systèmes RFID restent donc une technologie confidentielle, à usage militaire pour le contrôle d'accès aux sites sensibles, notamment dans le nucléaire.

Dans les années 1980, les avancées technologiques permettent l'apparition du tag passif qui s'affranchit de source d'énergie embarquée sur l'étiquette, réduisant de ce fait son coût et sa maintenance. Le tag RFID rétromodule l'onde rayonnée par l'interrogateur pour transmettre des informations. Les années 1990 voient le début de la normalisation pour une interopérabilité des équipements RFID. Les dates clés suivantes sont :

1999 : Fondation par le MIT (Massachusetts Institute of Technology) de l' Auto-ID center : centre de recherches spécialisé en identification automatique (entre autre RFID).

2004 : L'auto-ID du MIT devient "EPCglobal", une organisation chargée de promouvoir la norme EPC (Electronic Product Code), extension du code barre à la RFID.

A partir de 2005 : Les technologies RFID sont aujourd'hui largement répandues dans quasiment tous les secteurs industriels (aéronautique, automobile, logistique, transport, santé, vie quotidienne, etc.). L'ISO (International Standard Organisation) a largement contribué à la mise en place de normes tant techniques qu'applicatives permettant d'avoir un haut degré d'interopérabilité voire d'interchangeabilité.

1.2 L'identification électronique et la RFID

L'identification électronique se divise classiquement en deux branches : l'identification « à contact » et l'identification « sans contact ». Dans l'identification à contact, on a des dispositifs comportant un circuit électronique dont l'alimentation et la communication sont assurées par des contacts électriques. Les deux principaux exemples d'identification à contact sont les circuits « mémoire », comportant des fonctions mémoire embarqués sur des modules de formes et de tailles variées, et les cartes à puces telles que les cartes bancaires, la carte vitale ou la carte SIM.

Dans l'identification sans contact, on distingue trois sous-branches principales :

- La vision optique : ce type de liaison nécessite une vision directe entre l'identifiant et le lecteur (laser, camera CCD...). La technologie la plus répandue est le code à barre linéaire et les codes 2D (PDF417, QR Code, etc.). La technologie OCR (Optical Character Recognition) est également largement utilisée (scan MRZ (Machine Readable Zone) sur les passeports ou Carte National d'Identité).
- La liaison infrarouge : Ce type de liaison assure un grand débit d'information, une grande directivité qu'une bonne distance de fonctionnement. Ces systèmes nécessitent également une visibilité directe.
- Les liaisons Radiofréquences : Ce type de liaison permet la communication entre l'identifiant et un interrogateur, sans nécessité de visibilité directe. De plus, il est également possible de gérer la présence simultanée de plusieurs identifiants dans le champ d'action du lecteur (anticollisions).

Cette dernière sous-branche constitue la **Radio Frequency IDentification ou RFID** dont on peut donner la définition suivante : Technologie d'identification automatique qui utilise le rayonnement radiofréquence pour identifier les objets porteurs d'étiquettes lorsqu'ils passent à proximité d'un interrogateur. Ceci dit, la RFID ne peut pas se résumer à une seule technologie. En effet, il existe plusieurs fréquences radio utilisées par la RFID et **plusieurs types d'étiquettes** ayant différents types de mode de communication et d'alimentation (Figure 1-4).

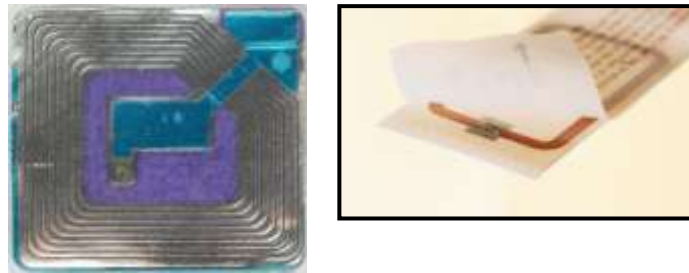


Figure 1-4. Exemples de Tags HF à 13.56 MHz

L'interrogateur ou lecteur est un dispositif actif, émetteur de radiofréquences activant les transpondeurs (ou tags) qui passent devant lui en leur fournissant à courte distance l'énergie dont ceux-ci ont besoin.

Pour transmettre des informations à l'interrogateur (encore appelé station de base ou plus généralement lecteur), un **tag RFID** est généralement **muni d'une puce électronique associée à une antenne**. Cet ensemble, appelé **inlay**, est ensuite packagé pour résister aux conditions dans lesquelles il est amené à vivre. L'ensemble ainsi formé est appelé tag, label ou encore transpondeur.



Figure 1-5. Exemples de Tags UHF Alien

Les tags passifs (sans pile) ne sont pas énergétiquement autonomes. Leur unique source d'énergie provient de l'onde électromagnétique émise par le lecteur.

La portée de ces tags varie de quelques centimètres à quelques mètres. La communication pour les tags passifs et semi-passifs repose sur le principe de la rétro-modulation : Le tag reçoit du lecteur une porteuse non-modulée qu'il réfléchit en la modulant (modulation ASK) afin de transmettre les données contenues dans la mémoire de la puce. Cette modulation de la quantité de puissance renvoyée vers le lecteur est basée sur la variation de la surface équivalente radar de l'antenne (Figure 1-6).

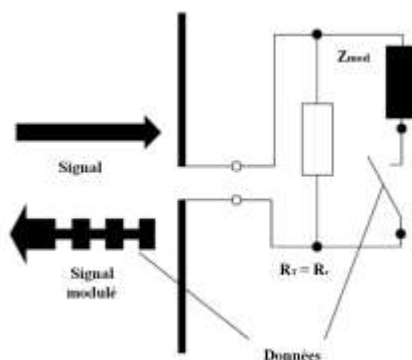


Figure 1-6. Principe de la rétromodulation du champ incident rayonné en RFID UHF

Les informations contenues dans la puce électronique d'un tag RFID dépendent de l'application. Il peut s'agir d'un identifiant unique (UII, Unique Item Identifier ou code EPC, Electronic Product Code, etc.). Une fois écrit dans le circuit électronique, cet identifiant ne peut plus être modifié mais uniquement lu (WORM Write Once Read Multiple). Certaines puces électroniques disposent d'une autre zone mémoire dans laquelle l'utilisateur peut écrire, modifier, effacer ses propres données. La taille de ces mémoires varie de quelques bits à quelques dizaines de kilobits.

1.3 Le marché de la RFID

Le marché de la RFID en France a progressé de 10% entre 2001 et 2005 et en 2010. IBM a estimé à 30 milliards le nombre d'étiquettes produites dans le monde (Figure 1-7). Depuis son apparition, le marché mondial de la RFID est en constante progression. Il se chiffre aujourd'hui en vingtaine de milliards de dollars [19]. Les technologies BF et HF ont pris pied sur des marchés matures aujourd'hui mais limités à des applications de niches. La distance de lecture est limitée à quelques dizaines de centimètres de portée ce qui impose une infrastructure de lecture automatique adaptée.

La technologie UHF, sous l'impulsion de Walmart le géant de la grande distribution aux Etats-Unis, se déploie sur des marchés encore immatures mais à très fort potentiel. La distance de lecture est de quelques mètres ce qui rend possible la lecture automatique au passage des quais de chargement/déchargement. En 2010, plus de 1,200 millions d'étiquettes RFID UHF ont été produites dans de très nombreux domaines d'applications : au niveau des cartons et des palettes, mais aussi au niveau des objets eux-mêmes.

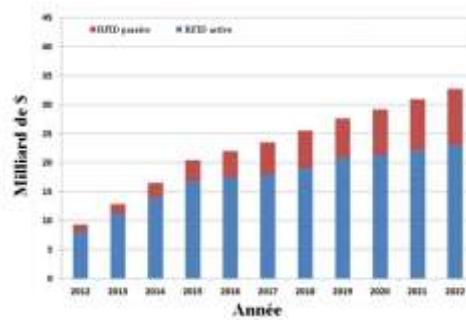


Figure 1-7. Évolution du marché mondial de la RFID

1.4 Bandes de fréquences et réglementations

La fréquence utilisée dépend du type d'application visé et les performances recherchées : On distingue 4 régions fréquentielles dédiées à la RFID (Figure 1-8).

- Basses fréquences (LF) de 125 kHz à 135 kHz: 134.2 kHz pour la charge du transpondeur; 134.2 kHz pour un bit 0 et 123.2 kHz pour un bit 1 pour la réponse du transpondeur dans le cas d'une transmission FSK (Texas Instruments Series 2000) ;
- Hautes fréquences (HF) à 13.56 MHz (ISO 14443A 1-4, ISO 14443B 1-4, ISO 15693-3 et ISO 18000-3) ;
- Ultra-Hautes fréquences (UHF) de 902 à 928MHz aux USA, de 865 MHz à 868 MHz dans l'Union européenne (EPCglobal et ISO 18000-6c ; les fréquences et les puissances d'émission dépendent des législations en vigueur. 2Werp en Europe, 4Werp aux USA) ;
- 2.45 GHz ou 5.8 GHz (micro-ondes)

Une fréquence plus élevée présente l'avantage de permettre un échange d'informations (entre lecteur et marqueur) à des débits plus importants qu'en basse fréquence. Les débits importants permettent l'implémentation de nouvelles fonctionnalités au sein des marqueurs (cryptographie, mémoire plus importante, anti-collision). Par contre une fréquence plus basse bénéficiera d'une meilleure pénétration dans la matière.

L'anti-collision est la possibilité pour un lecteur de dialoguer avec un marqueur lorsque plus d'un marqueur se trouvent dans son champ de détection. Plusieurs algorithmes d'anti-collision sont décrits par les normes (ISO 14443, ISO 15693 et ISO 18000).

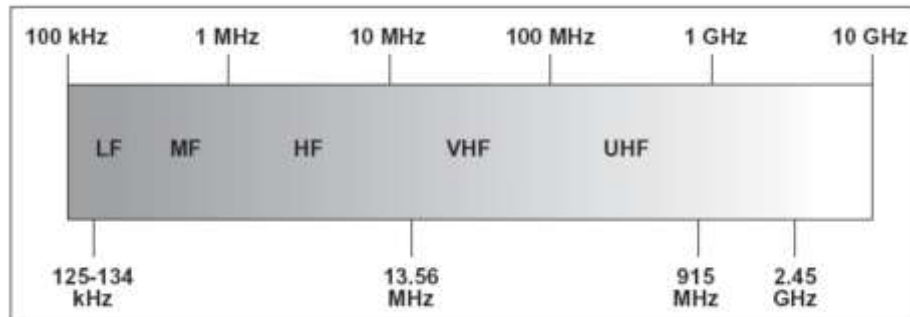


Figure 1-8. Bandes de fréquences de la RFID (LF, HF, UHF et micro-ondes)

1.5 Couplage inductif et couplage radiatif

Le principe de communication des systèmes RFID est divisé en deux grands groupes. Le premier se base sur le couplage inductif entre le lecteur et le tag. L'encombrement des antennes est alors beaucoup plus petit que la longueur d'onde. Le deuxième groupe se base sur le principe de couplage radiatif. La longueur de l'antenne du tag est comparable à la longueur d'onde.

En LF et HF la communication s'établit majoritairement par couplage inductif (Figure 1-9). Les tags, généralement en forme de boucle, ont une portée de quelques dizaines de centimètres. En effet presque toute l'énergie disponible est contenue dans la région située à proximité de l'antenne lecteur. Ces tags sont dédiés aux applications en champ proche tels que les badges pour le contrôle d'accès ou les passeports biométriques.

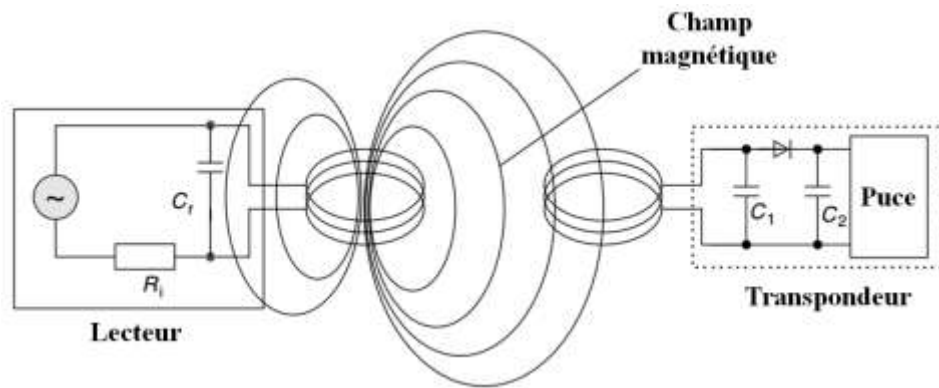


Figure 1-9. Principe du couplage inductif en RFID LF et HF

En UHF, les tags sont de formes dérivées du dipôle. Ils fonctionnent en champ lointain (Figure 1-10) et leurs portées peuvent aller jusqu'à quelques dizaines de mètres. Ils sont surtout utilisés pour la traçabilité des palettes et conteneurs dans les entrepôts.

Il est important de noter que l'utilisation de la RFID dépend directement des réglementations des autorités publiques de chaque pays. Ces réglementations, pour ce qui est la bande de fréquence 860MHz - 960MHz, bande de fréquence étudiée dans cette thèse, respectent le protocole EPC (Tableau 1-1).

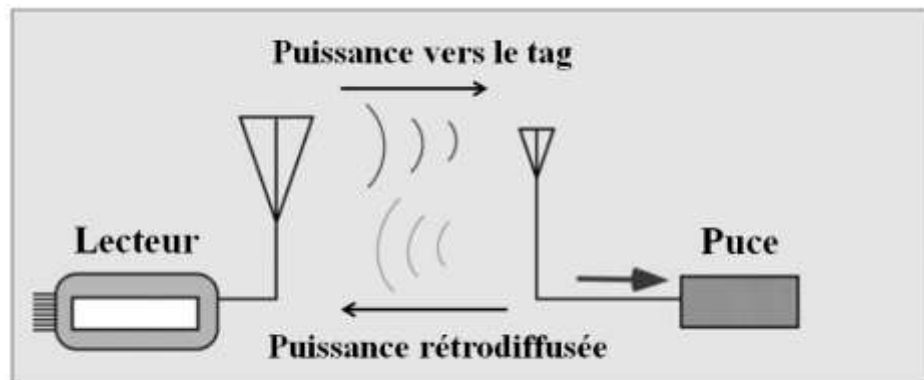


Figure 1-10. Principe du couplage radiatif en RFID UHF

| Région | | Bande de Fréquence | Puissance rayonnée |
|----------------|------------------|--------------------|-----------------------|
| Europe (ETSI) | | 865 – 868 MHz | 100 mW _{erp} |
| | | 865,5 – 868 MHz | 500 mW _{erp} |
| | | 865,6 – 867,6 MHz | 2 W _{erp} |
| Amérique (FCC) | | 902 – 928 MHz | 4 W _{eirp} |
| Asie Pacifique | Japon | 952 – 956,4 MHz | 4 W _{eirp} |
| | Chine | 840,5 – 844,5 MHz | 2 W _{erp} |
| | | 920,5 – 924,5 MHz | 2 W _{erp} |
| | Australie | 918 – 926 MHz | 1 W _{eirp} |
| | | 920 – 926 MHz | 4 W _{eirp} |
| | Nouvelle Zélande | 864 – 868 MHz | 4 W _{eirp} |
| | | 921,5 – 928 MHz | 4 W _{eirp} |

Tableau 1-1. Bandes de fréquence et puissance maximale autorisée pour différentes zones du monde

1.6 Domaines applicatifs

La qualité ainsi que l'authentification et la sécurité des objets achetés, des transactions financières mais aussi de leur transport physique est un enjeu de plusieurs milliards d'Euros pour l'industrie. La technologie RFID est à ce jour le moyen le plus utilisé pour résoudre cette partie de l'équation, que ce soit sous forme de contrôle d'accès (HF14443), de sécurisation bancaire (NFC), ou bien d'Authentification (HF15693, UHF Gen2). La technologie RFID permet d'associer une quantité d'information personnelle à chaque objet et ce de façon unique. Les origines et le cheminement ainsi que les preuves de qualité et d'authenticité peuvent désormais faire partie intégrante de la fiche signalétique des objets. On liste ci-dessous des domaines applicatifs dans lesquels la RFID a démontré tout son intérêt.

Marquage d'objets : Système implanté d'identification et mémorisation pour maintenance et suivi : Identification de containers de substances chimiques, de médicament, de mobilier urbain, jeux publics, d'arbres d'ornement. La traçabilité d'objets tels que des livres dans les librairies et les bibliothèques ou la localisation des bagages dans les aéroports utilisent plutôt la classe haute fréquence (13.56 MHz).

Contrôle d'accès : il se fait par badge de « proximité » ou « mains-libres ». Le contrôle d'accès à des bâtiments sensibles est un domaine où le système de radio-identification remplace les badges magnétiques, permettant l'authentification des personnes sans contact

(Figure 1-11). La radio-fréquence de la plupart des badges d'accès ne permet qu'une utilisation à quelques centimètres, mais ils ont l'avantage de permettre une lecture-écriture dans la puce, pour mémoriser des informations (biométriques, par exemple). Certaines «clé électroniques» d'accès permettent la protection « sans serrures » de bâtiments ou portières automobiles. Les badges mains-libres, permettent une utilisation jusqu'à 150 cm (selon le type d'antenne utilisée). Ils peuvent contenir une Identité numérique ou un certificat électronique ou y réagir et permettent l'accès à un objet communicant ou son activation. Utilisé par exemple pour le contrôle d'accès à des systèmes de transports en commun (exemple Passe Navigo).

Inventaires : Saisie automatique d'une liste de produits achetés ou sortis du stock (Figure 1-12). Une analyse effectuée chez Wal-Mart a démontré que la radio-identification peut réduire les ruptures d'inventaire de 30 % pour les produits ayant un taux de rotation entre 0,1 et 15 unités/jour.



Figure 1-11. RFID pour le contrôle d'accès



Figure 1-12. RFID pour inventaire manuel

Logistique : La technologie RFID permet le contrôle des flux en temps réel entre les sites de la chaîne de valeur et d'approvisionnement, apportant une traçabilité au niveau des objets, optimisant les processus de fabrication mais aussi de distribution et d'approvisionnement (Figure 1-13). Elle apporte également la traçabilité des services en donnant les preuves que la chaîne de distribution a respecté les conditions déterminées pour le stockage et le transport (chaîne du froid par exemple).



Figure 1-13. Principe d'une chaîne logistique contrôlée par RFID

Traçabilité distante d'objets (fixes ou mobiles) : Par exemple, des palettes et conteneurs peuvent être suivis dans des entrepôts ou sur les docks via des tags UHF (Figure 1-14). Des tags actifs micro-ondes (2.45 GHz) permettent le contrôle d'accès à longue distance de véhicules, comme par exemple sur de grandes zones industrielles. Dans la chaîne du froid, des aliments peuvent théoriquement être suivis par une puce enregistrant les variations de température.

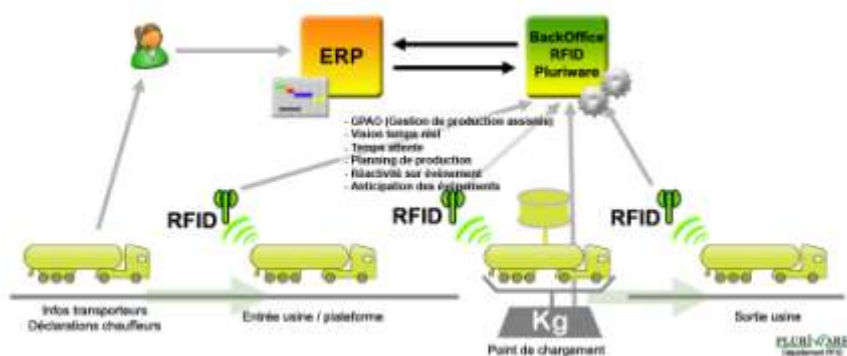


Figure 1-14. Principe de la traçabilité d'objets dans le cadre de la réception d'un camion

Marquage d'êtres vivants : Identification de plantes (arbres de la ville de Paris), d'animaux d'élevage (suivi d'un cheptel : nourriture, lactation, poids), d'animaux de compagnie ou sauvages grâce à une puce installée sous la peau dans le cou, d'animaux sauvages (Figure 1-15) ; Ce sont généralement des puces basse fréquence (125 à 135 kHz).



Figure 1-15. Exemples de marquage RFID d'animaux

Transactions financières : Carte de crédit permettant le paiement sans contact ou titre de transport.

Relevés scientifiques : des tags sont aussi des moyens de communication pour la collecte des données issues des relevés scientifiques (monitoring) produits dans un organisme ou par des stations de mesure isolées et autonomes (stations météorologiques, volcaniques ou polaires).

Chez l'Homme : Combinés à des capteurs sensibles aux fonctions principales du corps humain, ces systèmes sont aussi proposés comme solution intégrée de supervision de l'état de santé d'un patient. Implants corporels

Autres applications : Télépéages d'autoroutes (5.8 GHz), contrôle des forfaits de remontée mécanique, suivis industriels en chaîne de montage, antivols utilisés dans les magasins, gestion des parcs de Vélib' à Paris, épreuves populaires de course à pied, échange de cartes de visites lors d'évènements,...

1.7 Problématique de la thèse

La RFID UHF présente aujourd'hui plusieurs limitations technologiques fortes expliquant que son développement est moins rapide que ce qui avait été envisagé il y a une vingtaine d'années.

Tout d'abord la variété des supports sur lesquels les étiquettes RFID sont placées. On peut positionner des tags sur des supports de carton, de papier, de verre dont l'épaisseur et la permittivité sont variables. Ces supports peuvent constituer des contenants remplis de liquides dont la permittivité est en général très élevée. On trouve également des supports partiellement ou complètement métallisés (fûts de bières, containers). La variabilité de ces supports entraîne un dérèglement des antennes des tags. Si l'antenne a été conçue pour une adaptation parfaite à l'impédance du chip dans l'air, alors l'adaptation sera dégradée en présence de diélectrique ou de conducteur car l'antenne ne présente plus la même impédance. De surcroît, la présence de matière diminue l'efficacité de l'antenne et modifie la forme du diagramme de rayonnement voire la polarisation de l'antenne.

L'impact du support se traduit par une réduction de la distance de lecture du tag. Si on suppose un tag commercial dont la distance de lecture initiale est de 10m dans l'air, on a typiquement une réduction à 9.5m sur du carton alvéolé, 8m sur 1mm de plastique, 50 cm sur une bouteille remplie d'eau et quelques centimètres si le tag est placé à quelques mm d'une plaque métallique. Une parade peut consister à développer un tag spécifique pour chaque support ou famille de supports. C'est ce que font les fabricants de tags avec l'inconvénient du surcoût lié à la conception et à la multiplicité des produits. Le premier objectif de cette thèse est de proposer des topologies de tags aussi insensibles que possible au support, sur une surface réduite d'inlay équivalente à celle des tags commerciaux. On proposera dans ce contexte au chapitre 2 des tags bi-bande ou large bande pour des applications sur plastique et sur eau. Dans le chapitre 3, on s'intéressera plus particulièrement aux supports métalliques. Tous les prototypes présentés seront construits autour d'un module commercial, le Mutrak commercialisé par la société Tagsys, combinant le chip UHF RFID Monza4 et une boucle de couplage.

Une deuxième limitation forte de la RFID est l'impossibilité d'une lecture statique (c'est-à-dire pour laquelle ni le lecteur, ni les objets taggés ne se déplacent). Ceci est notamment lié au couplage entre antennes lorsque la densité de tags est forte ou aux perturbations de diagramme (masquage) dues à l'environnement proche des antennes, support ou objets. La parade consiste alors à lire en mouvement soit en rendant mobile le lecteur (Figure 1-16) soit en rendant mobile les tags, par exemple en plaçant sur un convoyeur des cartons d'objets taggés (Figure 1-17). Mais cette nécessité de mouvement présente un surcoût et une réduction de temps de lecture.



Figure 1-16. Lecture en mouvement avec les tags statiques et l'antenne du lecteur en mouvement



Figure 1-17. (a) Cage de Faraday permettant de réduire la lecture des tags placés en dehors de la cage (b) Convoyeur permettant d'assurer le suivi de bagages

Une dernière limitation est l'impossibilité de localiser les tags lus, c'est-à-dire de distinguer des tags « lointains » qui ne devraient pas être lus des tags à identifier. Les parades consistent alors à créer une zone de dégagement de 50m^2 autour de la zone de lecture ou de blinder la zone de lecture (cage de Faraday).

Le 4ème chapitre de la thèse sera consacré à l'amélioration du taux de lecture statique dans des scénarios à forte densité de tags en estimant l'apport de la diversité d'antennes à cette problématique. Une antenne lecteur miniaturisée à quatre IFAs sera développée et testée dans cette optique.

1.8 Références bibliographiques du chapitre 1

- [PEHAR]** http://en.wikipedia.org/wiki/Attack_on_Pearl_Harbor
- [DOB13]** DOBKIN, Daniel M. *The RF in RFID: UHF RFID in Practice*. Newnes, 2012.
- [KOE75]** KOELLE, Alfred R.; DEPP, S. W.; FREYMAN, R. W. Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter. *Proceedings of the IEEE*, 1975, vol. 63, no 8, p. 1260-1261

Chapitre 2

Etude et réalisation des tags pour applications sur surfaces en plastique

Le support plastique est le support le plus commun pour les tags RFID, comme l'indique la Figure 2-1, avec de fortes différences dans l'épaisseur, la formule chimique de la composition et évidemment la forme de l'objet. Les différents types de plastique (PVC, polythène, propylène, ...) possèdent une constante diélectrique (ϵ_r) allant de 2 à 6.2. La résistance de surface Ω/cm^2 des plastiques présente des valeurs supérieures à 10^{13} dans le cas du polypropylène par exemple. De plus, lorsqu'il s'agit d'un récipient ou d'un emballage plastique (boîte, bouteille, barquette,...), il faut prendre en compte le contenu (eau, shampoing, aliment, etc...) qui modifie la permittivité effective vue par le tag.

Une étude comparative a été réalisée sur un récipient en plastique dans [FUC12] en choisissant 4 tags UHF différents (Figure 2-2) fonctionnant en champ proche car tous basés sur des boucles de petites dimensions.

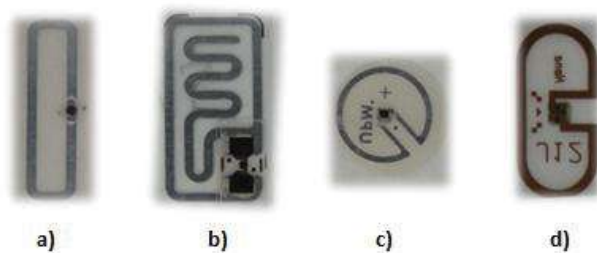


Figure 2-2. Tags testés sur un récipient plastique [FUC12].

Les performances des tags sont comparées dans la Figure 2-3. On peut observer que les distances de lecture sont faibles (toutes inférieures à 40cm). Le tag le plus performant est le tag (b), avec une distance de lecture (ou read range RR) de 34cm. Le moins performant est le tag (c) avec seulement 10cm. Les tags (a) et (d) ont une distance de lecture moyenne de 15cm. Ces performances augmentent avec la surface de la boucle qui capte un flux plus ou moins important de champ magnétique. Le tag (b) plus performant combine une boucle et un stub à méandres pour l'adaptation.

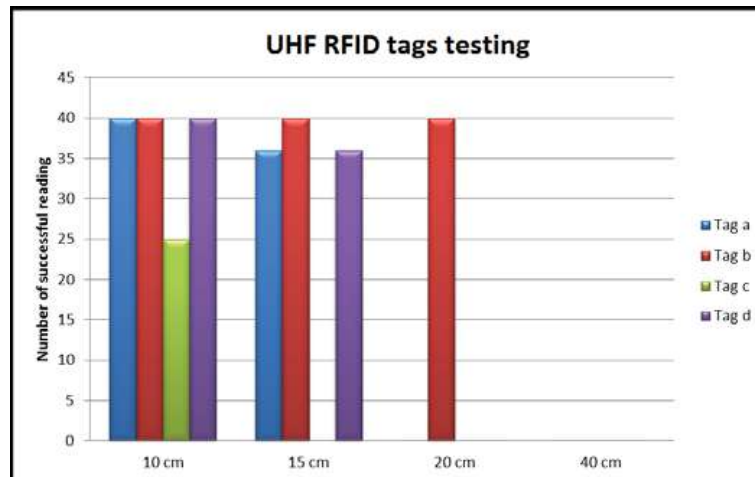


Figure 2-3. Performance des tags sur récipient plastique [FUC12]

Une deuxième implémentation de tags sur récipients plastiques [BOR10] compare les 2 tags de la Figure 2-4. Le tag (a) a une surface de 178mm x 18mm et est réalisé sur un substrat de polypropylène de 20µm d'épaisseur. Le tag (b) a une taille de 94mm x 8 mm avec un substrat de polytéréphtalate d'éthylène (PET) de 80µm d'épaisseur. Tous les deux ont une distance de lecture de 2m environ.

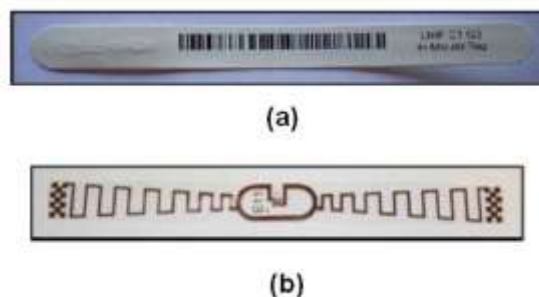


Figure 2-4. Tags utilisés dans une chaîne de fabrication et transport de récipients plastiques [BOR10]

Les tags ont été soumis aux procédés de fabrication, lavage et réfrigération de récipients en plastique et finalement testés avec plusieurs types de contenus comme des fruits, des œufs, des sauces et de l'eau. Les différents tests sont montrés dans les Figures 1-5 et 1-6. Lorsqu'on remplit progressivement d'eau le récipient, on constate que la distance de lecture décroît lorsque le niveau d'eau dépasse la partie basse du tag.



Figure 2-5. Tag (a) fixé au récipient



Figure 2-6. Tag (b) fixé au récipient rempli d'eau

L'influence du plastique sur les performances des tags a aussi été étudiée dans [DEL10]. La Figure 2-7 montre le tag développé et testé pour différentes valeurs de la permittivité relative du diélectrique.

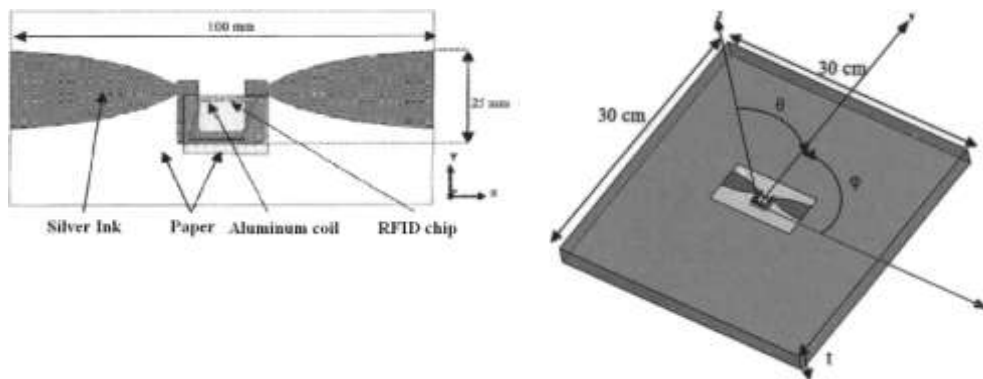


Figure 2-7. Tag testé pour différentes valeurs de permittivité [DEL10]

On détermine par simulation la distance de lecture du tag placé sur un bloc diélectrique rectangulaire d'épaisseur $t=2$ cm en fonction de la fréquence pour une permittivité relative variant entre 1 et 5 (Figure 2-8). Puis, la distance maximale de lecture est donnée pour différents types de matériaux (Figure 2-9).

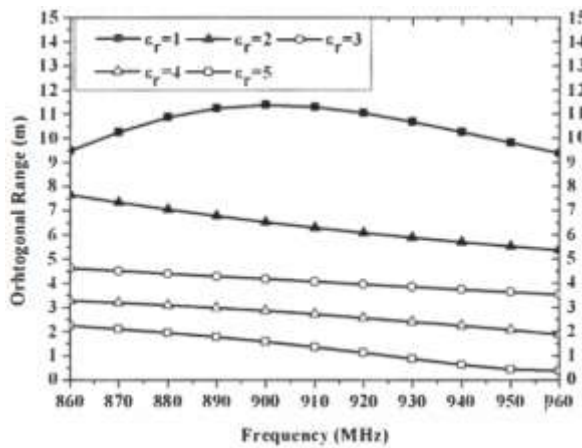


Figure 2-8. Variation de la distance de lecture avec ϵ_r

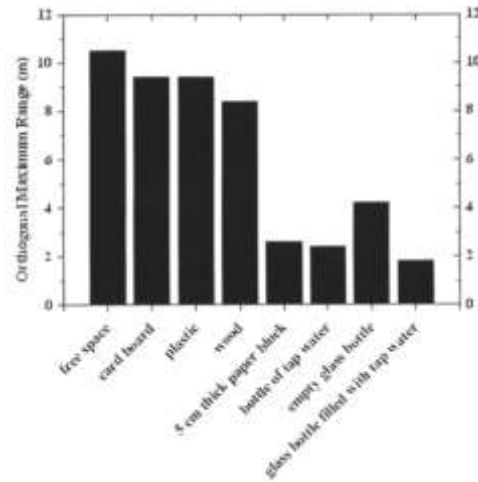


Figure 2-9. Distance de lecture pour différents types de matériaux

Dans la Figure 2-8, on note que la performance du tag reste stable dans toute la plage de fréquence analysée pour chaque valeur de ϵ_r étudiée. Cependant la distance de lecture décroît lorsque la permittivité relative augmente. Le deuxième graphique montre les distances de lecture mesurées sur différents matériaux tels que : carton, bois, plastique, bouteille en verre remplie avec de l'eau, et finalement une bouteille plastique vide ou remplie d'eau. Aucun matériau n'est "transparent". Le tag étant conçu pour un fonctionnement optimal dans l'air, ses performances sur matériau sont toujours inférieures à celles obtenues en espace libre. On remarque en particulier la très forte influence de l'eau et l'impact plus fort de la bouteille en verre par rapport à la bouteille en plastique.

Le premier objectif de ce chapitre sera de concevoir des designs de tags aussi insensibles que possible aux modifications de l'environnement proche. En l'occurrence, on développera d'abord un tag double fréquence pouvant fonctionner sur une bouteille avec et sans eau. Un deuxième prototype consistera en un tag très large bande capable de couvrir les bandes Europe et US tout en étant robuste vis-à-vis de variations modérées du support. Tous ces prototypes de tag sont basés sur le module Mutrak [TAGSYS] qui va tout d'abord être décrit.

2.2 Module Mutrak

Les solutions qui seront présentées dans ce travail ont comme facteur commun l'utilisation du module Mutrak développé par la société TAGSYS (Figure 2-10). Ce module est un boîtier en FR4 qui contient un chip combinant le IC et une petite boucle inductive (Figure 2-11). Cette boucle permet de compenser la capacité d'entrée du chip mais constitue également un capteur de champ magnétique pour les applications en champ proche. Elle sera utilisée dans nos applications comme la source primaire d'antennes de type dipôle pour fonctionner en champ lointain.



Figure 2-10. Module Mutrak [TAGSYS]

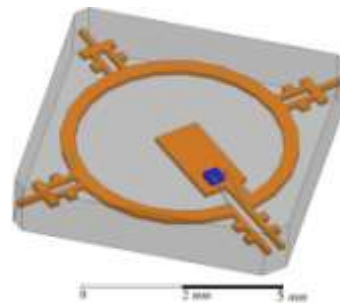


Figure 2-11. Modélisation HFSS du module incluant une vue de la boucle et du chip monza 4

Les dimensions du module carré sont de 7mm x 7mm x 0.9mm. Les éléments qui composent le module seront décrits plus loin.

2.2.1 Chip Monza4

Fabriqué par la société Impinj [IMPINJ], le circuit intégré Monza4 contient le code produit électronique (ou EPC pour Electronic product code) sur 96 bits, qui est un identifiant unique. Selon la version choisie (4D, 4E ou 4QT), une mémoire ROM ou NVM complémentaire dite EPrivate EPC peut être rajoutée. Il est possible d'utiliser un port pour une utilisation classique ou deux ports pour un tag à 2 antennes. La sensibilité annoncée est de -15dBm pour toutes les fréquences d'utilisation 866 MHz, 915 MHz et 956 MHz. Ce chip est caractérisé par une impédance d'entrée constituée d'une capacitance C_p et d'une résistance R_p en parallèle comme montré dans la Figure 2-12.

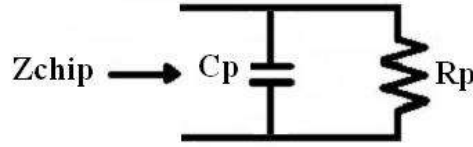


Figure 2-12. Circuit parallèle équivalent du chip Monza4

La transformation du circuit parallèle en un circuit série permet une analyse plus simple de l'adaptation de l'antenne au chip en fonction de la fréquence. La Figure 2-13 illustre le circuit série associé constitué d'une résistance R_s en série avec un condensateur C_s .

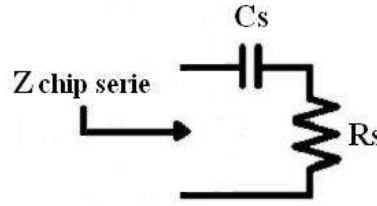


Figure 2-13. Circuit série équivalent du chip Monza4

L'impédance Z_{chip} calculée avec les éléments parallèle de la Figure 2-12 est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{chip} = \frac{R_p}{1 + (R_p C_p \omega)^2} [1 - j C_p R_p \omega] \quad (1)$$

d'où on extrait l'expression de la résistance série R_s et la réactance série X_s du chip:

$$R_s = \text{Re}[Z_{chip}] = \frac{R_p}{1 + (R_p C_p \omega)^2} \quad (2)$$

$$X_s = \text{Im}[Z_{chip}] = \frac{-j}{C_s \omega} = \frac{-j C_p R_p^2}{1 + (R_p C_p \omega)^2} \quad (3)$$

Les variations de R_s et X_s en fonction de la fréquence sont données dans la Figure 2-14. On note que R_s et $-X_s$ sont des fonctions décroissantes de la fréquence.

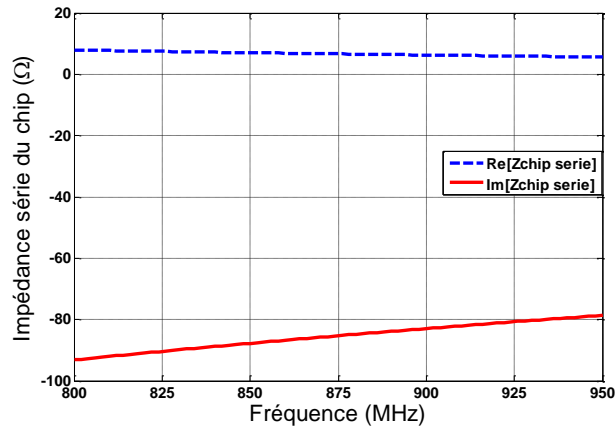


Figure 2-14. Impédance série du chip

On donne dans le Tableau 2-1 les valeurs d'impédance du chip à 868MHz, 915MHz et 956MHz (Bande Europe, US et Asie).

| Fréquence | $\text{Re}[Z_{\text{chip série}}] (\Omega)$ | $\text{Im}[Z_{\text{chip série}}] (\Omega)$ |
|-----------|---|---|
| 868 MHz | 6-7 | -86 |
| 915 MHz | 5.5-6.5 | -81 |
| 956 MHz | 5.1-6.2 | -77 |

Tableau 2-1. Impédance du chip pour les différentes bandes de fréquences.

2.2.2 Boucle de couplage

Afin de compenser la réactance capacitive d'entrée des chips RFID, l'introduction d'un élément inductif est nécessaire. Dans le cas de la solution de la société Tagsys, il s'agit d'une petite boucle connectée à l'un des ports du chip. L'implantation de la boucle dans le module Mutrak est donnée dans la Figure 2-15.

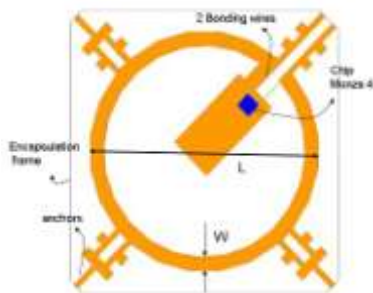


Figure 2-15. Module Mutrak (chip+petite boucle)

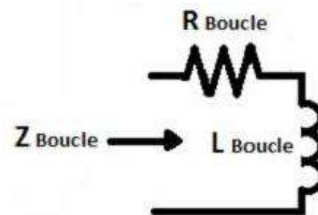


Figure 2-16. Circuit équivalent de la boucle

Avec un diamètre extérieur $L=6\text{mm}$ et une largeur du fil W de $300\mu\text{m}$, cette petite boucle est encapsulée dans le boîtier de FR4 ($\epsilon_r=4.3$ et $\tan\delta=0.01$) de $7\text{mm} \times 7\text{mm}$ de surface. Le circuit équivalent de la petite boucle est présenté dans la Figure 2-16, et la dépendance fréquentielle de son impédance dans la Figure 2-17.

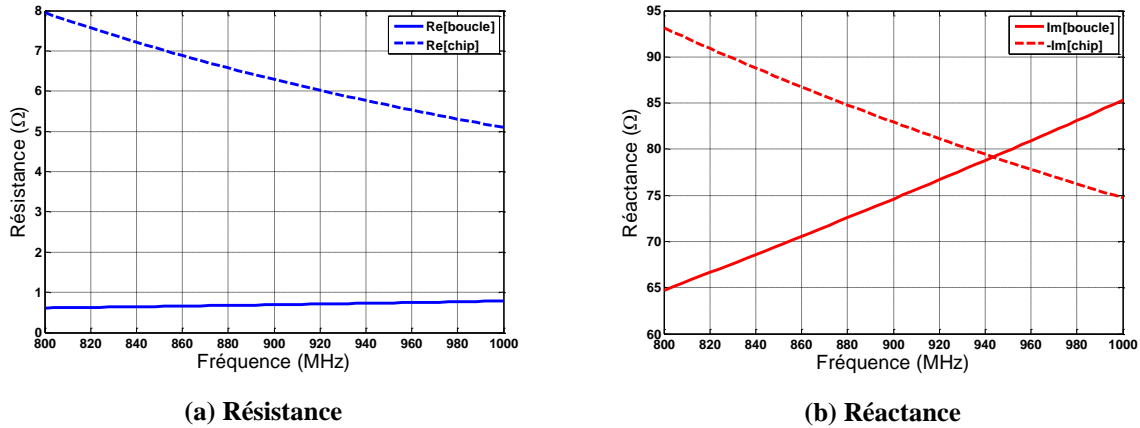


Figure 2-17. Impédance de la petite boucle et du chip en fonction de la fréquence

La simulation du module Mutrak a été faite à l'aide de HFSS pour prendre en compte l'encapsulation et les fils de bondings. La taille de la boucle permet de synthétiser une valeur d'inductance pouvant compenser la capacité du chip. En revanche, sa résistance est très faible ($\ll 1\Omega$) dans toute la bande de fréquence. Cette faible résistance rend le module peu fonctionnel pour une distance de lecture au-delà de quelques cm. On donne également sur la Figure 2-17 l'évolution de l'impédance série conjuguée du chip $R_s - jX_s$. On note que les parties imaginaires se compensent à environ 940 MHz, fréquence de résonance du module. On verra plus loin que la valeur expérimentale de la résonance est plutôt autour de 920 MHz. Notre modèle HFSS est en effet basé sur les valeurs fournies par le constructeur de la puce Monza 4 et des données Tagsys pour l'encapsulation et les bondings. Or une mesure sous pointe de la puce avec fils de connexion d'une part, une estimation de la permittivité de l'encapsulation diélectrique d'autre part permettraient d'affiner le modèle.

En couplant magnétiquement la boucle à un élément rayonnant de plus grandes dimensions résonant dans la bande UHF RFID, on peut espérer augmenter la résistance de rayonnement à quelques Ohms ou dizaines d'Ohms. Ainsi, l'adaptation entre antenne et chip sur les parties réelles d'impédance va être améliorée en rapprochant le module d'un dipôle. Ce couplage va également permettre d'augmenter le gain de la structure.

2.2.3 Association du module Mutrak à un élément filaire rayonnant

On propose ici un schéma équivalent pour l'association (boucle+élément rayonnant). On sait que le champ magnétique B à une distance r d'un conducteur 1 parcouru par un courant I_1 est décrit par la loi de Biot-Savart :

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_C \frac{I_1 d\vec{l} \times \hat{r}}{r^2} \quad (4)$$

Ce champ B produit par le conducteur 1 induit un courant magnétique I_2 dans un deuxième conducteur placé à proximité. Ce processus appliqué au cas du Mutrak est illustré dans la Figure 2-18 où le champ magnétique B_m créé par le courant I_1 parcourant le dipôle induit un courant I_2 dans la boucle.

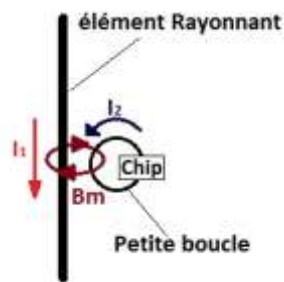


Figure 2-18. Illustration du couplage magnétique entre une petite boucle et un conducteur linéaire placé au voisinage

Le couplage inductif a été utilisé dans la conception de petites antennes [CHO03] et le développement de tags RFID [SON05]. Ces deux travaux s'appuient sur le circuit de la Figure 2-19 modélisant le couplage inductif par un transformateur.

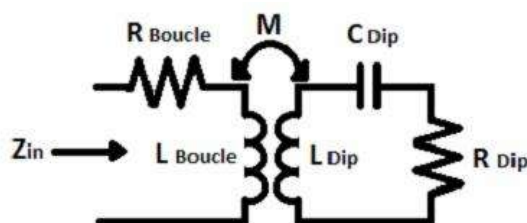


Figure 2-19. Circuit électrique modélisant le couplage inductif entre la boucle et le dipôle

Dans la Figure 2-19, la partie gauche correspond au circuit de la boucle de la Figure 2-16. La partie droite est le circuit équivalent de l'élément rayonnant assimilé à dipôle demi-

onde fonctionnant autour de sa résonance série. Le transformateur est constitué de l'inductance de la petite boucle L_{Boucle} et de l'inductance du dipôle L_{Dip} . L'inductance mutuelle M du transformateur dépend des caractéristiques géométriques de la boucle et du dipôle ainsi que de leur proximité. [SON05] exprime l'impédance Z_a ramenée par l'association (boucle+dipôle) aux bornes du chip selon:

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_{\text{boucle}} + \frac{(2\pi f M)^2}{Z_{\text{dip}}} \quad (5)$$

Où :

Z_a = Impédance d'entrée de l'antenne (boucle+ chip)

Z_{boucle} : Impédance de la boucle

Z_{dip} : Impédance de l'élément rayonnant, dans ce cas du dipôle

f : fréquence

M : Inductance mutuelle entre l'élément rayonnant et la boucle

En analysant (5), on constate que la présence d'un terme en $1/Z_{\text{Dip}}$ proportionnel à l'admittance au second membre va transformer la résonance série Z_{Dip} d'un dipôle $\lambda/2$ en une résonance parallèle aux bornes du chip. Le coefficient de réflexion entre le chip et l'antenne s'exprime [NIK05]:

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{chip}} - Z_a^*}{Z_{\text{chip}} + Z_a} \quad (6)$$

L'adaptation est obtenue si l'impédance d'entrée Z_a est égale à la conjuguée de l'impédance du chip, soit $R_a = R_s = R_{\text{chip}}$ et $X_a = -X_s = -X_{\text{chip}}$.

Le fait de travailler avec un élément filaire (dipôle) nous ramène à la problématique de sa longueur résonante de 17 cm à 900 MHz et à la recherche de solutions pour réduire son encombrement. Une technique usuelle pour la miniaturisation des antennes 2D est l'utilisation de méandres qui, agissant comme des stubs en court-circuit, permettent d'augmenter l'inductance linéique de l'antenne donc de diminuer sa fréquence de résonance (MLA : Meander Line Antennas en anglais). Plusieurs études [MAR03], [MAR08], [KWO05]

étudient l'impact de l'utilisation de méandres sur les antennes filaires miniaturisées, notamment en termes de réduction de l'efficacité.

Une autre technique est d'enrouler les extrémités du dipôle, ce qui produit plus d'inductance à taille identique que dans le cas des méandres [GUH11]. Augmenter l'inductance de l'antenne permet non seulement de conserver sa fréquence de résonance pour une taille identique mais aussi de compenser la capacité du chip. La contrepartie est l'augmentation du facteur de qualité de l'antenne donc la réduction de sa bande passante.

Nous allons dans la partie suivante utiliser des antennes filaires « enroulées » pour les tags développés sur des récipients en plastique pouvant contenir des liquides.

2.3 Conception de l'antenne tag

2.3.1 Analyse du dipôle à enroulements

L'antenne à enroulements utilisée dans cette partie est représentée sur la Figure 2-20 avec les dimensions correspondantes. Comme on traite des éléments filaires très fins et afin de réduire le temps de simulation, nous avons choisi dans cette partie le logiciel libre 4NEC2 [NEC02] pour étudier le dipôle. Ce logiciel libre est conçu spécifiquement pour des structures filaires et est d'utilisation facile tout en donnant des résultats proches de la réalité. Nous avons décidé d'utiliser 4NEC2 plutôt que le simulateur HFSS pour la raison suivante : le modèle HFSS du module Mutrak n'étant pas disponible en début de thèse, nous avons initialement favorisé le réglage expérimental de l'antenne puisque de toutes façons la simulation rigoureuse du couplage entre le module et antenne n'était pas possible

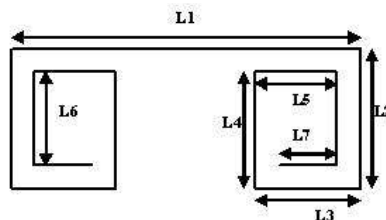


Figure 2-20. Antenne dipôle à enroulements

Les longueurs L_1, \dots, L_7 correspondent aux plis réalisés. Le nombre de plis peut varier en fonction du degré de miniaturisation choisi. Ces plis et leurs longueurs sont autant de paramètres de réglage.

Pour modifier la structure du dipôle à enroulements, on doit prendre en compte l'écartement entre les segments car la proximité de deux courants opposés en phase diminue le rayonnement et l'efficacité. Comme pour tout élément filaire autour de sa première résonance, le maximum de courant est au centre du dipôle et diminue vers les extrémités. Le segment L_1 est donc le plus influent sur la performance en rayonnement de la structure. Le pliage a été réalisé en conséquence en laissant une bonne partie de la longueur L_1 éloignée du segment le plus proche de l'enroulement. L'écartement entre l'élément principal et les segments "voisins" (L_1 et L_5 dans la Figure 2-20) est donc plus important que ceux entre les autres segments. On simule le dipôle par une source de tension idéale placée en son milieu. Les résultats de l'étude de l'écartement entre les segments sont donnés dans les Tableaux 2-2, 2-3, 2-4.

| Ecart | Re[Zant] Ω | Im[Zant] Ω | Efficacité (%) | Gain (dB) |
|-----------------|-------------------|-------------------|----------------|-----------|
| 0.001 λ | 6.86 | 63.26 | 31 | -0.31 |
| 0.002 λ | 6.31 | 62.53 | 31 | -0.04 |
| 0.003 λ | 6 | 62.58 | 31.5 | -0.01 |
| 0.004 λ | 5.78 | 62.36 | 32 | -0.01 |
| 0.005 λ | 5.51 | 61.89 | 32.2 | -0.01 |
| 0.006 λ | 5.4 | 63.65 | 34 | -0.05 |
| 0.007 λ | 5.35 | 62.13 | 32.8 | -0.03 |
| 0.008 λ | 5.27 | 62.07 | 32.9 | -0.02 |
| 0.009 λ | 5.3 | 63.26 | 34 | -0.04 |
| 0.01 λ | 5.19 | 63.5 | 34 | -0.04 |

Tableau 2-2. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_1 et L_5

| Ecart | Re[Zant] Ω | Im[Zant] Ω | Efficacité (%) | Gain (dB) |
|-----------------|-------------------|-------------------|----------------|-----------|
| 0.001 λ | 4.95 | 63.4 | 28.75 | -0.35 |
| 0.002 λ | 5 | 63.6 | 32.7 | -0.22 |
| 0.003 λ | 5.02 | 62.3 | 30.6 | -0.14 |
| 0.004 λ | 5.08 | 62.5 | 31.9 | -0.08 |
| 0.005 λ | 5.12 | 63.2 | 35.6 | -0.05 |
| 0.006 λ | 5.1 | 62.6 | 33.04 | -0.03 |
| 0.007 λ | 5.04 | 62.1 | 32.8 | -0.03 |
| 0.008 λ | 5.02 | 61.9 | 32.7 | -0.03 |
| 0.009 λ | 5.16 | 63.4 | 32.0 | -0 |
| 0.01 λ | 5.12 | 61.9 | 32.8 | -0.02 |

Tableau 2-3. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_2 et L_6

| Ecart | Re[Zant] Ω | Im[Zant] Ω | Efficacité (%) | Gain (dB) |
|-----------------|-------------------|-------------------|----------------|-----------|
| 0.001 λ | 5.1 | 62.03 | 29.9 | -0.04 |
| 0.002 λ | 5.4 | 63.74 | 30.7 | -0.13 |
| 0.003 λ | 5.3 | 62.2 | 32.2 | -0.24 |
| 0.004 λ | 5.2 | 63.2 | 34.2 | -0.26 |
| 0.005 λ | 5.11 | 63.3 | 34.9 | -0.26 |
| 0.006 λ | 5.1 | 62.4 | 34.3 | -0.23 |
| 0.007 λ | 5.1 | 62.9 | 35.2 | -0.23 |
| 0.008 λ | 5.1 | 62.7 | 35.15 | -0.22 |
| 0.009 λ | 5.1 | 63.3 | 35.9 | -0.21 |
| 0.01 λ | 5.2 | 62.7 | 35.3 | -0.19 |

Tableau 2-4. Effet de la réduction de l'écartement entre les segments L_3 et L_7

On constate dans tous les cas une chute de l'efficacité de quelques % avec la diminution de l'écart entre les segments. D'autre part, l'impact sur l'impédance est faible.

Pour les dimensions du Tableau 2-5 et la structure de la Figure 2-21, on trace ensuite la réponse fréquentielle de l'impédance sur la Figure 2-22.

| Paramètre | Dimension (mm) |
|--------------|----------------|
| L_1 | 40 |
| L_2 | 20 |
| L_3 | 13.5 |
| L_4 | 16.5 |
| L_5 | 10 |
| L_6 | 13.5 |
| L_7 | 7 |
| Rayon du fil | 0.125 |
| Matériel | Cuivre |

Tableau 2-5. Dimensions de l'antenne proposée

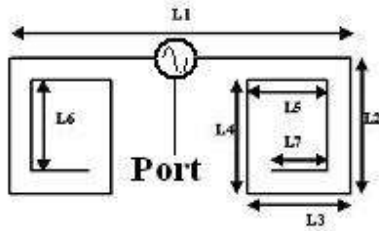


Figure 2-21. Dipôle enroulé excité par une source

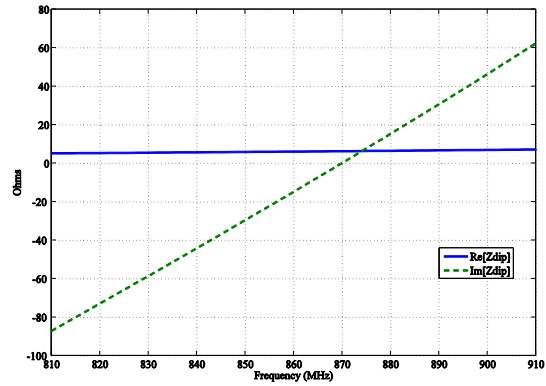


Figure 2-22. Impédance d'un dipôle enroulé

Nous observons une résonance série située environ à 868MHz, avec une impédance égale à $6.34 + j0 \Omega$. Notre dipôle a une longueur totale de 202mm (un peu plus de $\lambda/2$), mais n'occupe qu'une longueur physique de 40mm. En comparaison, un dipôle droit de même largeur et de longueur 202mm présente une résonance série à 712MHz et une impédance $142 + j252 \Omega$ à 868MHz. Pour avoir un dipôle droit résonant à 868MHz, une longueur de 166mm est nécessaire, l'impédance valant alors $73 + j0 \Omega$.

On note une forte réduction de la résistance rayonnement par rapport au dipôle classique comme conséquence de l'opposition de phase des courants dans les enroulements aux extrémités. Une conséquence directe résulte de l'équation (5) où on observe que l'impédance Z_a de l'antenne dépend de $1/Z_{dip}$. Donc plus l'impédance du dipôle est faible et plus son impact sur Z_a sera élevé, ce qui explique l'intérêt d'utiliser des dipôles enroulés de faible résistance pour augmenter la résistance vue par le chip.

2.3.2 Couplage magnétique dipôle – module Mutrak

Une fois déterminées les dimensions du dipôle à enroulement $\lambda/2$, on introduit un modèle approché 4NEC2 de la boucle du module Mutrak, et on vérifie si l'impédance ramenée au port d'entrée de la boucle permet l'adaptation du chip Monza4. La structure proposée est modélisable par le circuit de la Figure 2-19 et l'équation (5). La Figure 2-23 montre l'emplacement des deux éléments dans la structure du tag.

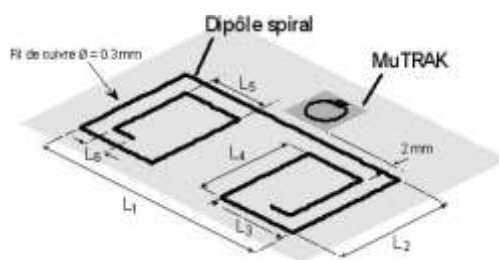
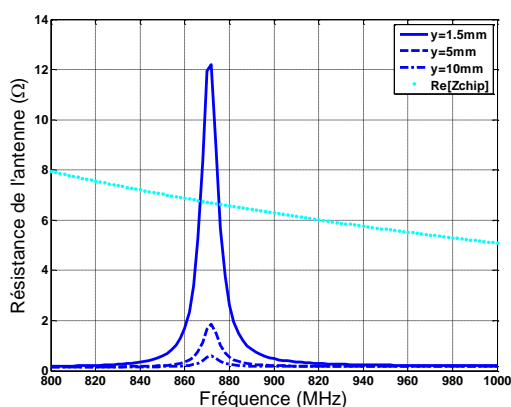


Figure 2-23. Structure du tag proposé

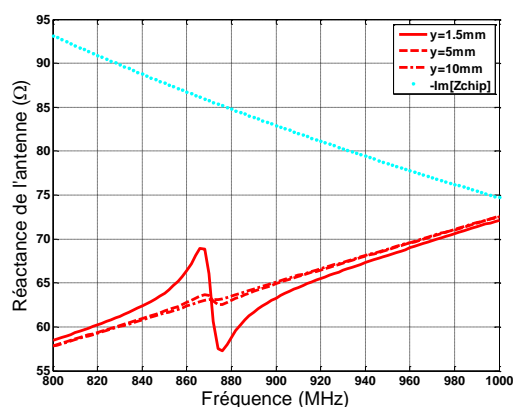
La boucle est positionnée à proximité du centre du dipôle là où le courant est maximum. Une étude portera plus loin sur la position donnant le couplage optimal. Pour effectuer la simulation, nous allons remplacer le chip par un port d'excitation correspondant à l'emplacement et à la longueur du chip. On néglige l'encapsulation PVC pour des raisons de simplicité et de limitations du logiciel. Les simulations sont donc faites en espace libre.

2.3.3 Etude de l'écartement entre la boucle d'excitation et le dipôle

En premier lieu, nous faisons varier l'écartement entre le segment principal du dipôle (L_1) et la boucle. Trois écartements en "y" ont été choisis: 1.5, 5 et 10 mm (distance entre le centre de la boucle et le bord adjacent du dipôle). Les variations de résistance et de réactance correspondantes sont données dans la Figure 2-24(a) et la Figure 2-24(b) respectivement.



(a) Résistance de l'antenne



(b) Réactance de l'antenne

Figure 2-24. Evolution de l'impédance de l'antenne en fonction de l'écartement entre le dipôle et la boucle

On note les caractéristiques suivantes:

- la résonance série du dipôle enroulé se transforme en une résonance parallèle
- l'inductance de la boucle impose le comportement global de la réactance de l'antenne. L'influence du dipôle est nette autour de la fréquence de résonance. En dehors, on retrouve la réponse de la boucle.

Les pics de résistance et de réactance sont d'autant plus importants que l'écartement est faible entre la boucle et le dipôle donc que le couplage est important. La Figure 2-24(a) montre la hausse significative de la résistance de la boucle avec la proximité du dipôle. Ceci favorise d'une part le rayonnement de l'antenne (résistance de rayonnement forte devant les résistances de pertes) qui voit son efficacité augmenter. D'autre part, l'adaptation est améliorée car la valeur $\text{Re}[Z_a]$ se rapproche de $\text{Re}[Z_{\text{chip}}]$. On note que si l'adaptation est obtenue sur la partie réelle, elle ne l'est pas sur les parties imaginaires. Le Tableau 2-6 résume les impédances, les efficacités et les gains observés à 868 MHz.

| Ecart y (mm) | Impédance @ 868 MHz | Efficacité | Gain (dBi) |
|--------------|-----------------------|------------|------------|
| 1.5 | $8.3 + j68.8 \Omega$ | 0.483 | -1.6 |
| 5 | $1.4 + j63.6 \Omega$ | 0.206 | -0.78 |
| 10 | $0.4 + j63 \Omega$ | 0.079 | -2.24 |
| -1.5 | $6.81 + j64.6 \Omega$ | 0.361 | -0.8 |

Tableau 2-6. Variation des paramètres de l'antenne en fonction de l'écartement entre boucle et dipôle

On a également considéré dans le Tableau 2-6 un écartement -1.5mm correspondant à la boucle placée de l'autre côté du segment L_1 entre les 2 segments L_4 (Figure 2-23). L'impédance et le gain ont un comportement similaire à celui obtenu pour $y=1.5\text{mm}$. Néanmoins, l'efficacité chute à cause du couplage avec les segments L_4 adjacents aux côtés de la boucle dans lesquels des courants en opposition de phase vont circuler.

2.3.4 Etude des effets du glissement de la boucle d'excitation le long du dipôle

Un deuxième déplacement de la boucle est effectué selon ‘‘x’’, le long d’un des 2 bras du dipôle. La boucle est positionnée en $x=0\text{mm}$ (centre), 5 et 10mm pour l’écartement en ‘‘y’’ optimal fixé à 1.5mm

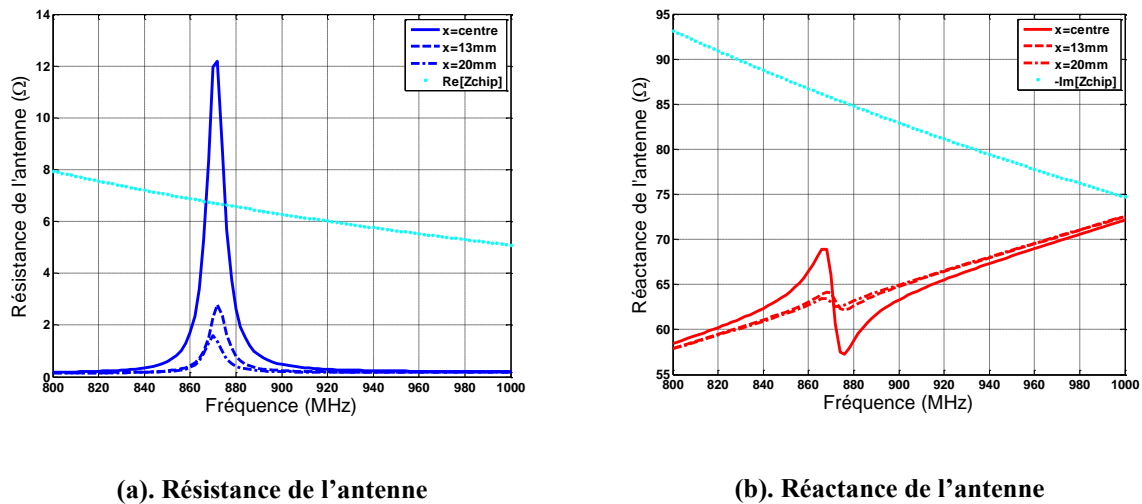


Figure 2-25. Evolution de l'impédance de l'antenne en fonction de la position de la boucle le long du dipôle

Sur les Figures 1-25(a) et 1-25(b), on constate que l'optimum de couplage est bien au centre du dipôle pour lequel on a les valeurs les plus élevées en résistance et réactance, valeurs qui s'approchent le plus de l'impédance du chip. Nous allons donc conserver une position centrale de la boucle. Le Tableau 2-7 résume les performances pour chaque position en x .

| Position en x (mm) | Impédance @ 868 MHz | Efficacité | Gain (dBi) |
|----------------------|----------------------|------------|------------|
| Centre $x=0$ | $8.3 + j68.8 \Omega$ | 0.483 | -1.6 |
| 13 | $2.7 + j65.3 \Omega$ | 0.317 | -4.38 |
| 20 | $1.3 + j63.4 \Omega$ | 0.188 | -2.1 |

Tableau 2-7. Variation des paramètres de l'antenne (dipôle+boucle) en fonction de la distance x

Pour la position centrale de la boucle d'excitation, les valeurs de résistance et de réactance atteignent un maximum autour de 868 MHz. La valeur maximum de la partie réelle de l'impédance d'antenne permet d'égaliser la valeur de la résistance du chip. On observe en revanche un écart d'environ 20Ω entre la réactance maximale de l'impédance d'antenne et la réactance conjuguée du chip.

Dans la partie suivante, on décrit les étapes de réalisation du tag et les mesures de distance de lecture réalisées sur le récipient plastique avec de l'eau.

2.4 Tag combinant des dipôles enroulés et la boucle d'excitation – Réalisation et mesures de fréquence de résonance

2.4.1 Réalisation de l'antenne tag

Le prototype de dipôle enroulé est réalisé à partir d'un fil de cuivre de diamètre 0.25mm. Le Tableau 2-8 résume les dimensions des différents segments du dipôle. Le Mutrak est positionné au centre du dipôle ($x=0\text{mm}$) avec un écartement $y=1.5\text{mm}$.

| L_1 | L_2 | L_3 | L_4 | L_5 | L_6 | L_7 | diamètre | gap | matériel |
|-------|-------|---------|---------|-------|---------|-------|----------|-------|----------|
| 40 mm | 20 mm | 13.5 mm | 16.5 mm | 10 mm | 13.5 mm | 7 mm | 0.25mm | 1.5mm | cuivre |

Tableau 2-8. Dimensions de l'antenne tag avec dipôle enroulé

Pour assurer la fixation du fil de cuivre, une base en papier millimétré ($\epsilon_r=3$, $\delta=0 \text{ S/m}$) a été utilisée. Elle permet d'approcher au mieux les dimensions du Tableau 2-8. Le dipôle et le module Mutrak sont fixés sur le papier avec de la colle. Le prototype de tag est représenté sur la Figure 2-26.

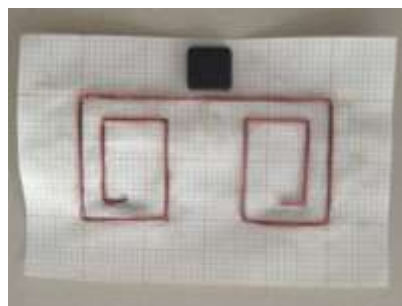


Figure 2-26. Dipôle enroulé accordé dans l'air incluant le module Mutrak

Comme la simplicité du logiciel 4NEC2 ne permet pas d'inclure les différents types de matériaux diélectriques (encapsulation de la boucle, papier), l'antenne a été simulée en espace libre. On s'attend donc à mesurer une fréquence de résonance plus basse que celle estimée en simulation. Le réglage de la fréquence de résonance de l'antenne sera réalisé

expérimentalement en réduisant sa longueur selon la procédure décrite dans le paragraphe suivant. Il en sera de même pour le réglage de l'antenne une fois placée sur le récipient en plastique.

2.4.1.1 Méthode de mesure de la fréquence de résonance d'une antenne par couplage de proximité

L'idée est de déterminer expérimentalement la variation de fréquence de résonance du dipôle à l'aide d'une petite boucle placée à son voisinage [KIN69]. En effet, la sortie de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) ne pouvant pas être directement connectée au port d'entrée du dipôle enroulé (c'est-à-dire aux bornes du chip encapsulé dans le module Mutrak), on recrée un couplage inductif similaire à celui existant entre le Mutrak et le dipôle.

Cette petite boucle dite de King est blindée afin d'éviter les courants de gaine. Il est important de noter que la boucle de King ne donne pas les mêmes valeurs d'impédance d'entrée que la boucle du Mutrak, son diamètre étant bien plus important. Mais la résonance série du dipôle sera bien observée à la même fréquence. Dans la photo de la Figure 2-27, on décrit la procédure de test qui permet un réglage fin de la longueur du dipôle pour peu que la boucle blindée soit assez proche du dipôle pour établir le couplage.

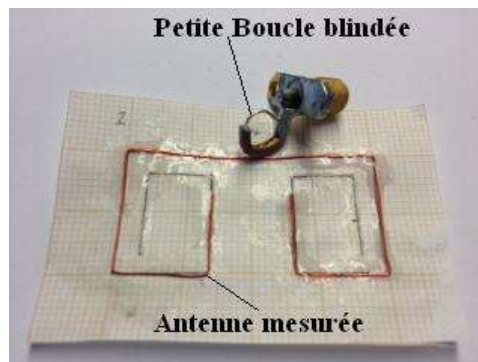


Figure 2-27. Boucle de King blindée à proximité du dipôle à mesurer

La boucle est réalisée à partir d'un segment de câble coaxial plié en cercle avec un diamètre approximatif de 7mm. Afin de limiter les courants de gaine, une moitié de la boucle est à découvert, l'autre conserve son blindage extérieur. Le conducteur central de la boucle est soudé à l'âme centrale du connecteur SMA d'un côté, au blindage extérieur de l'autre. Le blindage extérieur lui-même est soudé à la masse du connecteur SMA. Pour mesurer la fréquence de résonance du dipôle, on utilise la transformation de la résonance série en

résonance parallèle au niveau de la boucle. On observe sur la Figure 2-28 l'apparition d'une petite boucle traduisant le couplage en présence du dipôle. La fréquence de résonance du dipôle est alors la fréquence pour laquelle on observe le maximum de la partie réelle de l'impédance.

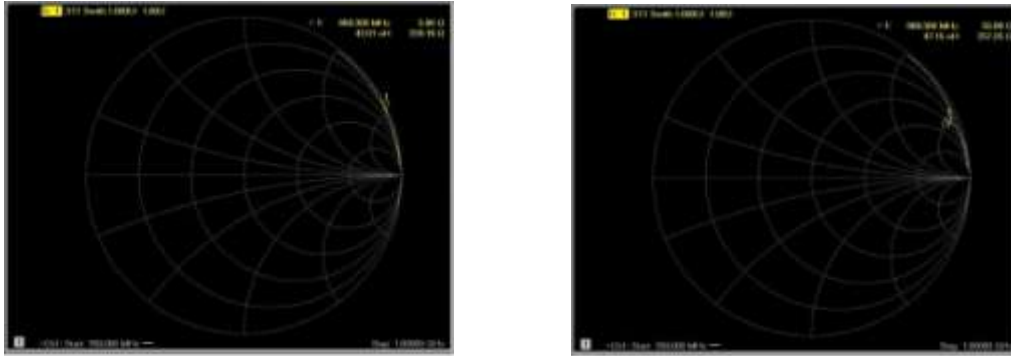


Figure 2-28. Impédance de la boucle de King en l'absence (à gauche) et au voisinage (à droite) du dipôle

2.4.1.2 Module Mutrak – Détermination expérimentale de la résonance

La résonance du Mutrak est déterminée en rapprochant la boucle de King du Mutrak (Fig. 1-29). On observe une résonance à 920 MHz très inférieure à la fréquence de 1000 MHz prédite par la simulation 4NEC2. Cela est dû à la non prise en compte de l'encapsulation FR4 et de la connectique flip chip entre la boucle et le chip.

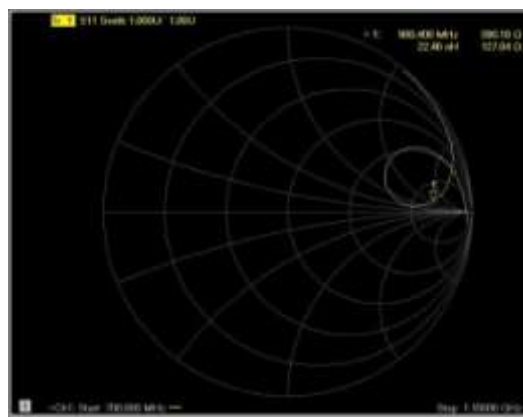


Figure 2-29. Caractéristique d'impédance du Mutrak

2.4.1.3 Tag sur récipient plastique – Réglage de la résonance

L'antenne dipôle enroulée a été fixée sur un récipient plastique ($\epsilon_r=2$, $\sigma=0$ S/m) d'épaisseur 1.6mm et de dimensions 15.5cm x 23.5cm x 14.5cm. Comme le plastique modifie la valeur de la longueur d'onde effective [$\lambda_g = c / (f \sqrt{\epsilon_r})$] en augmentant la permittivité relative du milieu, la fréquence de résonance mesurée est décalée de 60MHz vers les basses fréquences à 828MHz par rapport à la résonance mesurée dans l'air.

Nous avons donc accordé l'antenne manuellement en coupant les segments intérieurs L_7 et L_6 . La nouvelle antenne accordée avec le récipient en plastique des Figures 1-30 et 1-31 peut être comparée à celle de la Figure 2-26 qui fonctionne dans l'espace libre. Une longueur totale de 18mm a été enlevée (9mm de chaque côté) pour retrouver la fréquence de travail (868 MHz). La nouvelle valeur de L_6 est égale à 6mm et L_7 est supprimé. Les dimensions finales du tag sont 60mm x 40mm. On note que l'espace entre les segments L_6 et L_2 est plus faible qu'entre les segments L_5 et L_1 afin de limiter le couplage avec le segment L_1 , partie rectiligne du dipôle.

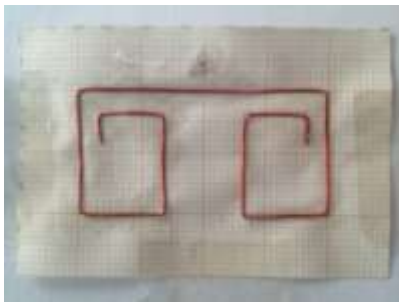


Figure 2-30. Dipôle accordé pour le récipient plastique

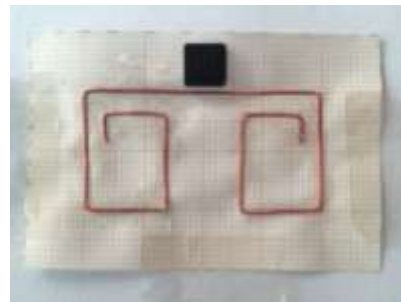


Figure 2-31. Dipôle accordé pour le récipient plastique avec le module Mutrak

Une fois ajusté notre tag pour les récipients plastiques, nous allons remplir le récipient avec de l'eau et déterminer le nouveau réglage nécessaire à l'adaptation.

2.4.1.4 Tag sur récipient plastique rempli d'eau – Réglage de la résonance

Pour cette partie notre récipient a été rempli d'eau ($\epsilon_r=80$, $\sigma=0.01$ S/m) de façon à atteindre le niveau du tag et le recouvrir complètement. Le volume à l'arrière du tag est constitué maintenant par une première couche de plastique de 1.7mm d'épaisseur puis d'un

volume d'eau qui peut être considéré comme une couche infinie car le récipient fait 15.5cm de profondeur dans l'axe de la lecture.

Le dipôle accordé dans le cas du plastique (Fig. 1-29) a été réutilisé pour cette nouvelle mesure. Une fréquence de résonance a été détectée à 550MHz à l'aide du VNA. L'eau avec une permittivité de 80 altère donc profondément la permittivité effective du milieu. Nous avons ensuite réduit la longueur totale du dipôle de 19mm soit une réduction totale de 41mm si nous comparons au dipôle initial simulé. Les Figures 1-32 et 1-33 montrent le dipôle et le tag respectivement après cette deuxième réduction de longueur.



Figure 2-32. Dipôle accordé pour le récipient plastique rempli d'eau



Figure 2-33. Dipôle accordé pour le récipient plastique rempli d'eau avec le module Mutrak

Au final, la longueur L_4 est égale à 12mm et les segments L_5 , L_6 , L_7 ont disparu. Notons que ce tag est uniquement utilisable sur des récipients remplis d'eau et utilise la même surface que celui qui fonctionne seulement sur récipient plastique vide.

Deux tags de surfaces similaires ont été réalisés, chacun accordé en fréquence pour un milieu spécifique, récipient plastique vide ou rempli. L'idée est à présent de proposer un tag qui puisse fonctionner dans l'un ou l'autre des 2 cas en combinant les deux antennes proposées.

2.4.1.5 Antenne Combinée pour récipient plastique vide ou rempli d'eau

Notre tag combine les deux antennes et un seul module Mutrak. Seul le dipôle fonctionnant sur sa résonance série propre sera couplé à la boucle, l'autre étant à priori invisible car hors résonance. Comme notre scénario est binaire (récipient rempli ou vide), les antennes ne seront pas accordées simultanément à 868 MHz. La Figure 2-34 montre le tag proposé.

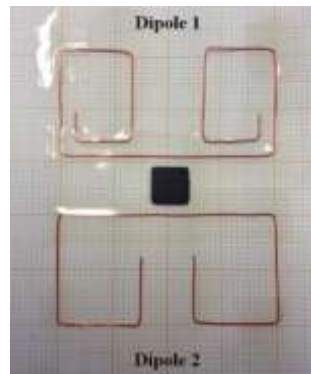


Figure 2-34. Tag fonctionnant avec un récipient plastique vide ou rempli d'eau

Le tag de la Figure 2-34 a une surface totale de 60mm x 60mm. L'écart entre le Mutrak et chacun des dipôles est identique. En raison de la condition de remplissage (du bas vers le haut), l'antenne accordée avec l'eau (dipôle 2) a été placée en bas de la structure alors que le dipôle 1, accordé avec le plastique, a été placé en haut.

Les mesures de distance de lecture sont ensuite effectuées en respectant le protocole présenté dans la prochaine partie.

2.4.1.6 Tag combinant des dipôles enroulés et le Mutrak –Mesures de distance de la lecture

Les mesures ont été réalisées selon le schéma de la Figure 2-35.

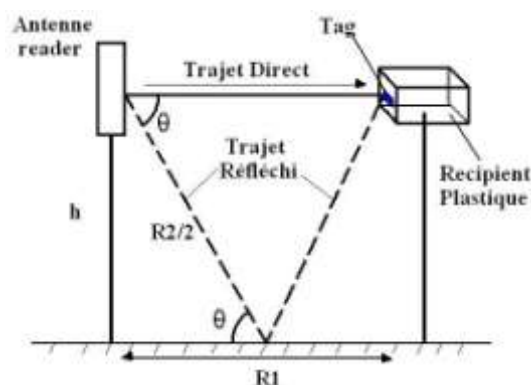


Figure 2-35. Montage pour les mesures de distance de lecture

L'environnement de mesure est du type "bureau" avec des chaises et du matériel autour du montage. Pour s'affranchir de l'influence de l'environnement, en particulier de la

réflexion par le sol, on va réduire la puissance émise par l'antenne lecteur et positionner le tag en limite de distance de lecture en un point où le trajet réfléchi est négligeable.

D'après le schéma de la Figure 2-35, on peut écrire $\cos\theta$ sous la forme suivante :

$$\cos\theta = \frac{R_1}{R_2} \quad (7)$$

et on va fixer arbitrairement R_1 de façon à ce que le rapport entre le trajet direct et le réfléchi soit

$$R_2 = 3R_1 \quad (8)$$

L'idée est de vérifier en fin de calcul que, pour ce rapport, on a bien un trajet réfléchi négligeable par rapport au trajet direct et que les mesures seront donc valides. Avec le rapport fixé en (8), l'équation (7) devient:

$$\cos\theta = \frac{1}{3} \quad \text{soit} \quad \theta = 70.54^\circ \quad (9)$$

Considérons à présent l'équation de transmission en espace libre pour les deux trajets direct R_1 et réfléchi R_2 :

$$\frac{P_{r, \text{direct}}}{P_t} = -20 \log \frac{4\pi R_1}{\lambda} + G_{t(\theta=0^\circ)} + G_{\text{tag}} \quad (10)$$

$$\frac{P_{r, \text{réfléchi}}}{P_t} = -20 \log \frac{4\pi R_2}{\lambda} + G_{t(\theta=70^\circ)} + G_{\text{tag}} \quad (11)$$

Où :

- $P_{r, \text{direct}}$: Puissance reçue au niveau du tag par le trajet direct (R_1)
- $P_{r, \text{réfléchi}}$: Puissance reçue au niveau du tag par le trajet réfléchi (R_2)
- P_t : Puissance transmise par le lecteur
- λ : Longueur d'onde
- $G_{t(\theta=0^\circ)} = G_t$: Gain de l'antenne lecteur dans l'axe ($\theta=0^\circ$)
- $G_{t(\theta=70^\circ)}$: Gain de l'antenne lecteur à $\theta=70^\circ$ en dessous de l'axe

- G_{tag} : Gain de l'antenne tag

On a supposé dans le calcul de $P_{r,\text{réfléchi}}$ que le coefficient de réflexion du sol est égal à 1 alors qu'il est nécessairement inférieur à 1 en pratique. On majore donc légèrement $P_{r,\text{réfléchi}}$. On calcule ensuite la différence ΔP_r des puissances reçues entre le trajet direct et le trajet réfléchi.

$$\Delta P_r = P_{r,\text{direct}} - P_{r,\text{réfléchi}} = 20 \log \frac{R_2}{R_1} + G_{t(\theta=0^\circ)} - G_{t(\theta=70^\circ)} \quad (12)$$

Le gain de l'antenne à polarisation circulaire utilisée expérimentalement (PATCH-A0025 de Poynting Europe) [POYN] est égal à -8dBi à $\theta=70^\circ$ d'après les données constructeur, alors qu'il est de 3 dBi dans l'axe ($\theta=0^\circ$). La différence entre les deux gains est de -11dB. Notons que le gain de l'antenne à polarisation circulaire est de 7 dBic soit 4 dBi en polarisation linéaire. En utilisant les données de gain d'antenne du constructeur et en fixant $R_2 = 3R_1$, on obtient :

$$\Delta P_r = 20 \log(3) + 3\text{dB} - (-8\text{dB}) = 20.54\text{dB} \quad (13)$$

On obtient donc en linéaire un rapport entre les puissances $P_{r,\text{direct}}/P_{r,\text{réfléchi}}=113.2$. Ainsi pour un rapport de distances $R_2=3R_1$, la puissance reçue par le trajet indirect après réflexion sur le sol correspond à un centième de celle reçue par le trajet direct. La puissance réfléchie est donc négligeable ce qui permet de négliger aussi l'influence de la phase du signal réfléchi. En revenant aux équations initiales, nous obtenons la formule suivante :

$$\tan \theta = \frac{h}{R_1/2} \quad (14)$$

soit

$$R_1 = \frac{2h}{\tan \theta} \quad (15)$$

En positionnant les antennes à $h=1.3\text{m}$, dans la Figure 2-35, nous obtenons pour $\theta=70^\circ$ une distance $R_1=2.12\text{m}$ entre antennes. Nous fixerons donc à $R_1=2.12\text{m}$ dans nos mesures la distance entre antenne lecteur et tag afin de s'affranchir de l'influence du sol.

La méthode de mesure consiste alors, pour une distance $R_1=2.12\text{m}$ entre antennes, à augmenter progressivement la puissance du lecteur jusqu'à détecter le tag. Si $P_{t,\min}$ est la puissance minimum transmise par le lecteur nécessaire pour détecter le tag, alors $P_{t,\min}$ et R_1 sont reliés par la formule de Friis selon :

$$R_1 = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{t,\min} G_t G_{\text{tag}} \tau}{P_{\text{th}}}} \quad (16)$$

avec

- λ : Longueur d'onde
- $\tau = 1 - |\Gamma|^2$: coefficient de transmission de puissance exprimé en fonction de l'adaptation Γ entre l'antenne et le chip
- P_{th} : Puissance minimale de réveil du chip

La distance de maximale de lecture RR (Read Range) est déterminée à partir de la puissance maximale EIRP autorisée en Europe soit 3.28 W ou 35.1 dBm. Cette puissance correspond à $P_t G_t = 3.28\text{W}$ d'où

$$RR = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{3.28 G_{\text{tag}} \tau}{P_{\text{th}}}} \quad (17)$$

soit en combinant (16) et (17) :

$$RR = R_1 \sqrt{\frac{3.28}{G_t P_{t,\min}}} \quad (18)$$

A partir de la mesure de $P_{t,\min}$, on accède donc à RR sans connaître la puissance de réveil du chip, le gain de l'antenne tag et la valeur du coefficient de réflexion. Seule la connaissance du gain de l'antenne lecteur est nécessaire. Le dispositif expérimental est présenté sur la Figure 2-36. Les équipements utilisés sont :

- Antenne Poynting
- Emetteur RF Impinj
- Support pour l'antenne et le récipient
- Câbles SMA



Figure 2-36. Mesure de la distance de lecture



Figure 2-37. Antenne combinée dans la condition "récipient rempli"

Dans la Figure 2-36, le tag est placé face à l'axe de rayonnement de l'antenne lecteur de façon à avoir le maximum de puissance reçue, la puissance de transmission de l'émetteur a été fixée à $P_{\text{min}} = 20\text{dBm}$ pour atteindre R_1 . Le lecteur fonctionne uniquement sur la plage de fréquence Europe (865-868 MHz). Nous avons fait des mesures de RR sur les 3 tags suivants attachés au récipient vide puis rempli (Figure 2-37) :

- Tag « Plastique » Figure 2-31
- Tag « Eau » Figure 2-33
- Tag « Combiné » Figure 2-34

Les résultats sont résumés dans le Tableau 2-9.

| Condition | Tag « Plastique » | Tag « Eau » | Tag « Combiné » |
|------------------|-------------------|-------------|-----------------|
| Récipient vide | 3.7m | 0 m | 3.8m |
| Récipient rempli | 0 m | 0.35m | 0.5m |

Tableau 2-9. Distance de lecture pour les différentes antennes

On constate que les tags «Plastique » et « Eau » ne sont opérationnels que s'ils sont utilisés sur le support pour lequel ils ont été conçus alors que le tag « Combiné » fonctionne dans les deux cas. La distance de lecture du tag « Eau » ou du tag « Combiné » en présence de

l'eau est très réduite (35 cm et 50 cm respectivement) à cause des pertes dans l'eau qui est un milieu partiellement conducteur. Le tag « Eau » a donc intrinsèquement une plus faible portée que le tag « Plastique ». On note qu'une fois combinées, les 2 antennes ont des performances proches de celles observées individuellement.

On complète ces mesures par des mesures du RR en fonction de la fréquence obtenues à l'aide du dispositif Tagformance de Voyantic (Figures 1-38 et 1-39) pour le cas du plastique et de l'eau respectivement. Ce dispositif expérimental a été acheté en fin de thèse et n'était pas disponible au moment où le tag a été conçu. On constate un pic de résonance à 868 MHz pour le tag plastique. Le fait que la réponse en présence d'eau soit perturbée vient essentiellement de la sensibilité du dispositif de mesure vis-à-vis des réflexions environnantes pour les niveaux faibles de réponse de tag.

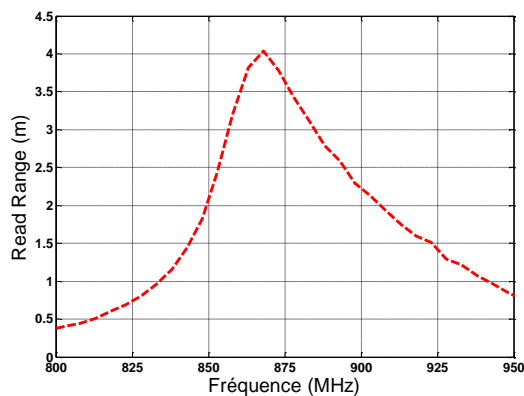


Figure 2-38. Distance de lecture du tag « Plastique » sur récipient plastique vide

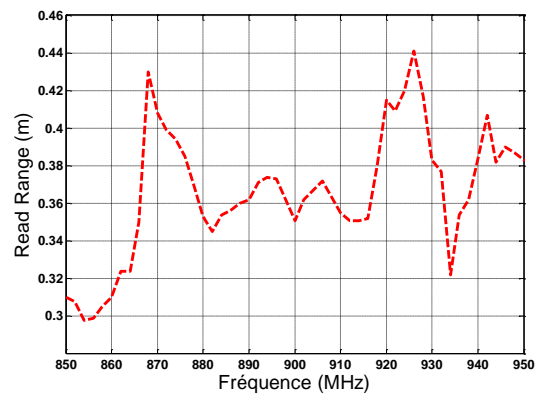


Figure 2-39. Distance de lecture du tag «Eau » sur récipient plastique rempli d'eau

On observe une bonne corrélation avec les mesures du Tableau 2-9 dans la bande Europe ce qui valide le dispositif expérimental utilisant un lecteur avec une distance entre antennes de 2m. Le read-range mesuré pour le tag « Combiné » en fonction de la fréquence est donné dans les Figures 1-40 et 1-41.

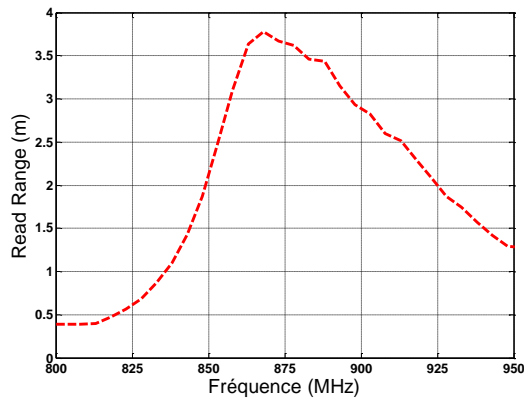


Figure 2-40 Distance de lecture du tag « Combiné » sur récipient plastique vide

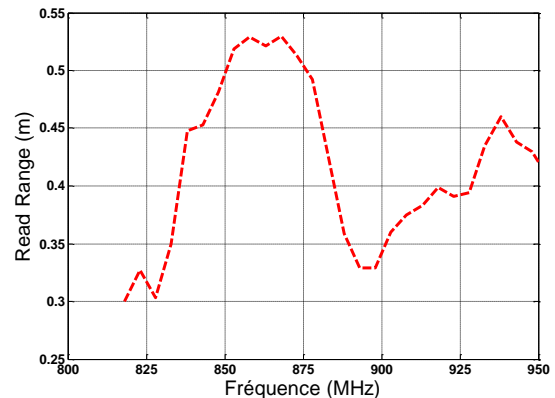


Figure 2-41. Distance de lecture du tag « Combiné » sur récipient plastique rempli d'eau

Ces résultats confirment un bon fonctionnement à la fréquence de travail dans les deux cas. On retrouve l'ordre de grandeur des valeurs trouvées dans le Tableau 2-9. En terme de bande passante, notre solution peut être utilisée dans la bande américaine mais avec une distance de lecture maximale de 2m dans l'air et 35 cm dans l'eau.

Le tag large bande qui va être présenté dans la suite utilise le même principe de couplage inductif à deux éléments où chacun résonne à une fréquence différente. Il va être simulé et réalisé grâce à un modèle HFSS du Module Mutrak et une technologie de fabrication plus rigoureuse afin d'optimiser la largeur de bande et de rendre le tag insensible à des variations modérées de permittivité du support plastique.

2.5 Conception et réalisation d'un tag large bande

Nous avons validé dans la partie 1.4 une configuration de tag à deux dipôles résonants couplés inductivement au module Mutrak. On va réaliser à présent un tag par gravure de cuivre sur un substrat fin et souple pouvant fonctionner dans l'air ou sur des surfaces en plastique avec des distances de lecture aussi longues que possible. Le design aura pour objectif l'adaptation de l'antenne au chip dans l'air sur une bande passante maximale vers les fréquences élevées afin de contrecarrer la chute de la fréquence de résonance une fois sur le plastique.

On va commencer par analyser une structure à un seul dipôle à proximité du module Mutrak. La Figure 2-42 montre le tag de base simulé cette fois ci sous Ansoft HFSS avec un modèle rigoureux du module.

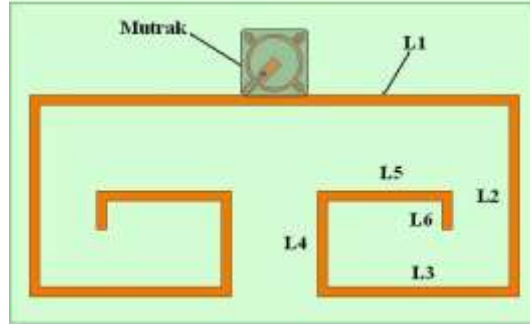


Figure 2-42. Structure tag de base à un dipôle enroulé imprimé pour la réalisation large bande

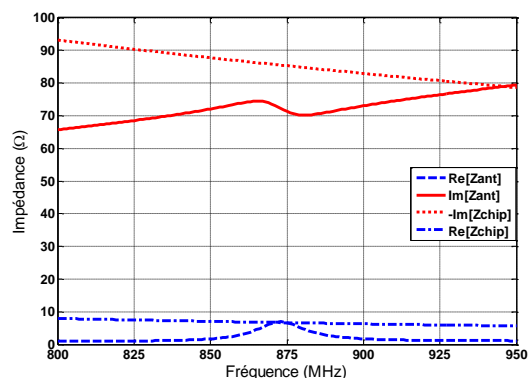
La structure est simulée pour un diélectrique Kapton ($\epsilon_r=3.4$ $\tan\delta=0.006$) d'épaisseur 0.5mm. Les dimensions associées à la Figure 2-42 sont données dans le Tableau 2-10.

| Paramètre | Dimension (mm) |
|-----------|----------------|
| L_1 | 51 |
| L_2 | 21 |
| L_3 | 21 |
| L_4 | 11 |
| L_5 | 14 |
| L_6 | 4 |
| Largeur | 1 |

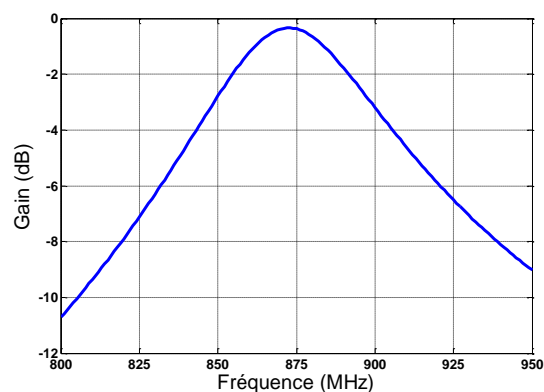
Tableau 2-10. Dimensions du dipôle enroulé imprimé

La distance entre la boucle et l'antenne est telle que le bord du module Mutrak colle le segment métallique L_1 . On a limité la proximité entre les segments afin d'optimiser l'efficacité.

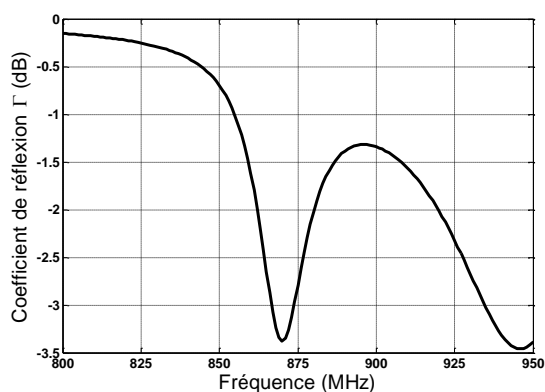
L'ensemble des résultats pour cette structure est donné dans la Figure 2-43. La Figure 2-43(a) montre l'impédance de l'antenne vue depuis le chip. On constate la transformation de la résonance série du dipôle enroulé en une résonance parallèle à travers l'inductance mutuelle entre dipôle et boucle. La Figure 2-43(b) indique que la valeur de gain maximale (-0.37 dB) est similaire à celle du tag réalisé en technologie filaire. On note la forte sélectivité en gain de la structure (Bande passante à -3dB de 50 MHz). La distance de lecture en espace libre atteint environ 4.25m en simulation avec une puissance maximal d'émission de 31dBm.



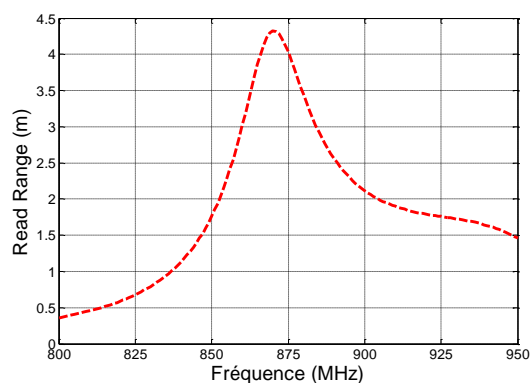
(a). Impédance de l'antenne et du chip



(b). Gain de l'antenne



(c). Adaptation entre l'antenne et le chip



(d). Distance de lecture

Figure 2-43. Simulation HFSS du tag basé sur un dipôle enroulé dans l'air

Comme on peut noter dans la Figure 2-43(d), la bande de lecture est étroite et maximale dans la bande européenne autour de 868 MHz. La distance de lecture est de 1.7m dans la bande américaine. On retrouve donc bien le comportement de la structure filaire collée sur papier.

L'adaptation maximale (-3.25 dB) est obtenue à 868 MHz grâce à l'égalisation de $\text{Re}[Z_a]$ et $\text{Re}[Z_{\text{chip}}]$ et la proximité de $\text{Im}[Z_a]$ et $-\text{Im}[Z_{\text{chip}}]$ (Figure 2-43(a)). Un autre optimum d'adaptation est obtenu à 947MHz grâce à la compensation des réactances du dipôle et du chip. Ce deuxième minimum n'est pas associé à un pic de lecture à cause du faible gain de -8.5 dB à 947MHz (Figure 2-43(b)).

On va à présent introduire un deuxième dipôle à proximité du module Mutrak. Dans le cas présenté au 1.4, les fréquences de résonance de chaque dipôle étaient très éloignées afin de faire fonctionner l'un ou l'autre des 2 dipôles en fonction du milieu environnant (récipient plastique ou récipient plastique rempli d'eau), le 2^o dipôle étant alors non fonctionnel. Ici, le

plastique ayant un effet moins perturbant, il va plutôt s'agir de rapprocher les deux résonances afin d'élargir la bande passante. Cette proximité de résonance conduit à un élargissement de bande passante de la réponse dans l'air. Cette réponse sera translatée vers les fréquences plus basses lorsque des supports plastiques de permittivité et/ou d'épaisseur croissante seront introduits à l'arrière du tag. Si la réponse est suffisamment large, on aura donc une relative insensibilité du tag aux variations de permittivité ou d'épaisseur du plastique dans une bande de fréquence donnée, Europe ou US, voire les 2 bandes en fonction du type de support concerné.

On va donc rajouter dans la suite une deuxième résonance à celle observée dans la Figure 2-43(a). Celle-ci doit être supérieure en fréquence et correspondra à un deuxième dipôle de dimensions proches de celles du Tableau 2-10. Deux topologies de tags (T1) et (T2) vont être analysées.

2.5.1 Tag (T1) : Première topologie de tag large bande à 2 dipôles enroulés

On introduit un deuxième dipôle enroulé (D2) dans la structure de référence de la Figure 2-42 comme indiqué sur la Figure 2-44. Ce dipôle est plus large et possède une fréquence de résonance plus élevée que celle du dipôle (D1) afin de couvrir la bande US et au-delà.



Figure 2-44. Tag large bande (T1) combinant deux dipôles (D1) et (D2)

Les dimensions de cette nouvelle structure sont résumées dans le Tableau 2-11, la numérotation des segments des dipôles est la même utilisée dans la figure 2-42. La surface totale du tag est 82.5mmx34.25mm, ce qui représente une diminution d'encombrement par rapport au tag basé sur des fils. L'ensemble des résultats est résumé dans la Figure 2-45.

Les résonances naturelles des 2 dipôles, c'est-à-dire les résonances obtenues quand un seul des 2 dipôles est présent, sont respectivement 900 MHz pour (D1) et 1000 MHz pour

(D2) comme indiqué dans l'Annexe 1. Du fait du couplage entre dipôles, les 2 résonances (pics de $\text{Re}(Z_a)$) se déplacent vers les fréquences basses autour de 868 MHz et 975 MHz observé sur la Figure 2-45a.

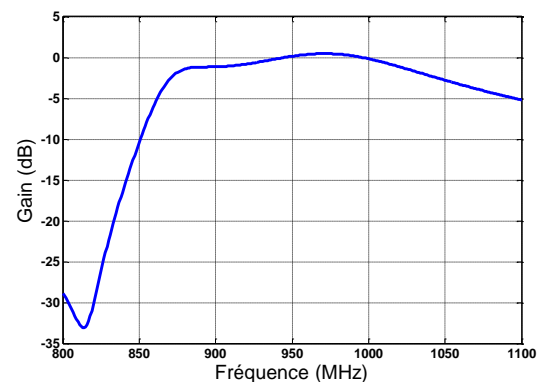
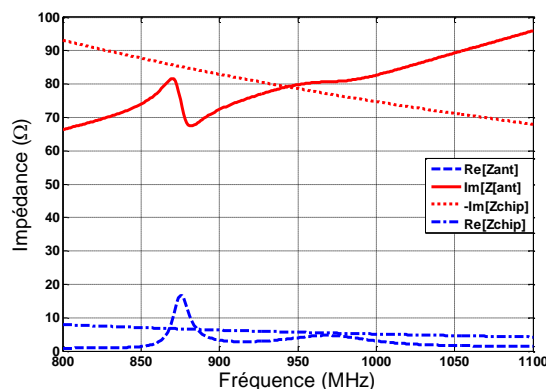
| Paramètre | D1 (mm) | D2 (mm) |
|-----------|---------|---------|
| L_1 | 51 | 76.25 |
| L_2 | 21 | 22.25 |
| L_3 | 21 | 9.5 |
| L_4 | 13 | 19.5 |
| L_5 | 10 | 6 |
| L_6 | 0 | 15.25 |
| Largeur | 1 | 2.5 |

Tableau 2-11. Dimensions des différents segments des dipôles (D1) et (D2) dans (T1)

En comparant avec la Figure 2-43a, on constate à 868 MHz une remontée du pic de réactance du dipôle (D1) lié au couplage inductif produit par l'inclusion du dipôle (D2). Ceci réduit l'écart entre X_a et $-X_{\text{chip}}$ (Figure 2-45(a)). D'autre part, au-delà de 900 MHz, on a une remontée de la réponse de R_a grâce à la double résonance (R_a ne tend pas vers 0 au-delà de 900 MHz contrairement au 1-43a) et une compensation parfaite des réactances à 948 MHz.

L'adaptation présente donc un double pic en dessous de -10dB :

- un pic étroit à 868 MHz correspondant à la résonance de l'antenne (D1)
- un pic plus large à 948 MHz qui correspond à la compensation de X_a et $-X_{\text{chip}}$. Cette compensation est due à la résonance de la boucle avec le chip, pas à la résonance de (D2) qui apparaît à 970 MHz comme l'indique le maximum de partie réelle.



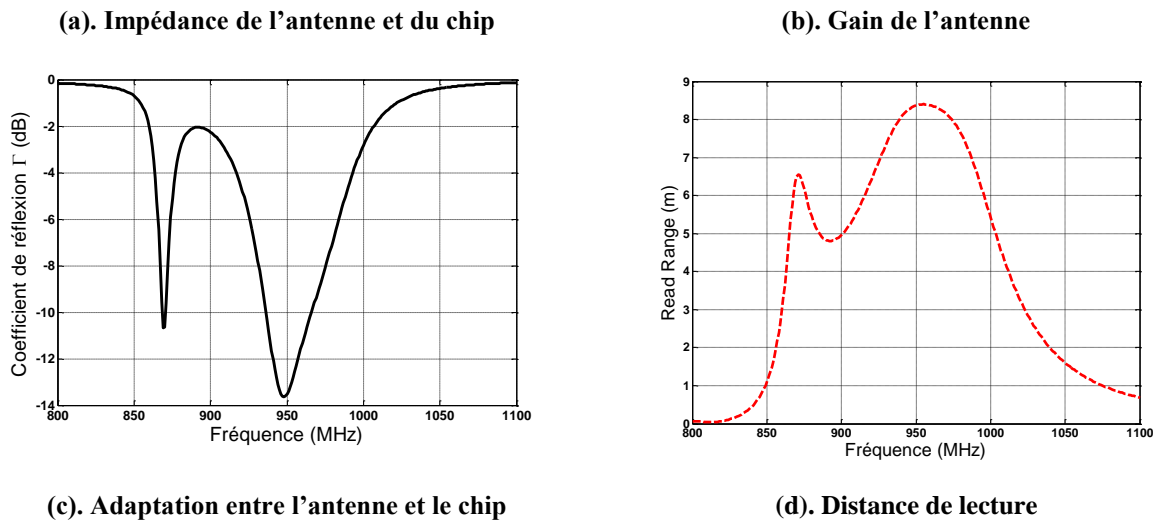


Figure 2-45. Simulation HFSS du tag (T1)

On observe d'autre part une forte remontée à -2 dB à 900 MHz entre les pics d'adaptation. Le positionnement de la résonance de (D2) autour de 970 MHz permet d'assurer un gain relativement stable autour de 0 dB de 875 MHz à 1000 MHz (Figure 2-45(b)). Ceci explique la largeur de bande en terme de distance de lecture sur la bande haute (bande US).

La distance de lecture présente finalement 2 pics associés aux 2 minima d'adaptation avec un caractère large bande en fréquence haute (4.3m à 868 MHz et 5.6m autour de 950 MHz). La chute de gain en dessous de 875 MHz explique la distance de lecture plus faible sur la fréquence basse, la moins bonne adaptation qu'en fréquence haute n'étant pas la cause principale. Dans la bande américaine la distance de lecture atteint 4m, ce qui représente une augmentation de 2.3m par rapport au cas du dipôle simple. Au final, on note qu'une distance de lecture supérieure à 3m est obtenue entre 864 MHz et 1008 MHz comme le montre la Figure 2-45(d).

En conclusion cette structure permet d'avoir une bande de fréquence avec un gain constant en laissant comme seule contrainte l'adaptation avec le chip. La distance de lecture reste stable pour le cas de la bande européenne et augmente dans la bande US. On propose dans la partie suivante un autre dimensionnement pour la même topologie en élargissant la bande vers 1000 MHz.

2.5.2 Tag (T2) : Deuxième topologie de tag large bande à 2 dipôles enroulés

Afin de tester la structure et ses propriétés dans la bande US, le tag de la Figure 2-46 est proposé. Ce tag possède à présent un ruban métallique de même largeur pour le dipôle (D1) même si on a constaté que cet élargissement ne permet pas une augmentation de la bande passante pour la bande basse. Ceci est lié au fait que l'augmentation ne devient plus significative au-delà d'une certaine largeur de ruban comme démontré dans [DOB07]. La forme des extrémités des dipôles sont modifiées afin de décaler les fréquences de résonance vers le haut pour un fonctionnement large bande dans la bande US et au-delà. Les résonances naturelles des 2 dipôles sont respectivement 915 MHz pour (D1) et 1100 MHz pour (D2) comme indiqué dans l'Annexe 1.

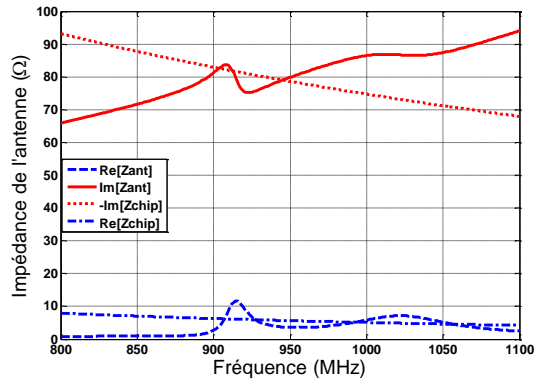


Figure 2-46. Tag large bande (T2) combinant deux dipôles (D1) et (D2)

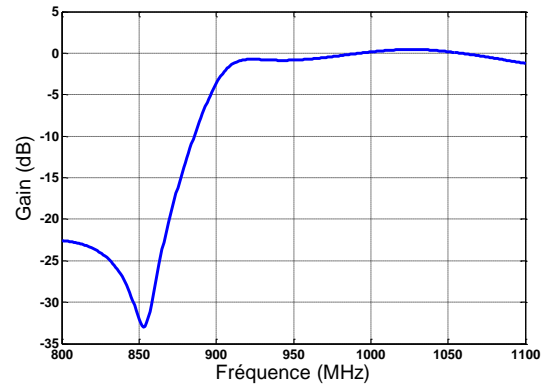
Les dimensions des différents segments montrés dans la figure 2-46 peuvent être observées dans le tableau 2-12. La numérotation des segments correspond à celle utilisée dans la figure 2-42.

| Paramètre | D1 (mm) | D2 (mm) |
|-----------|---------|---------|
| L_1 | 53 | 76 |
| L_2 | 23 | 23 |
| L_3 | 23 | 6.5 |
| L_4 | 14 | 19 |
| L_5 | 12 | 6.5 |
| L_6 | 0 | 17.5 |
| Largeur | 3 | 3 |

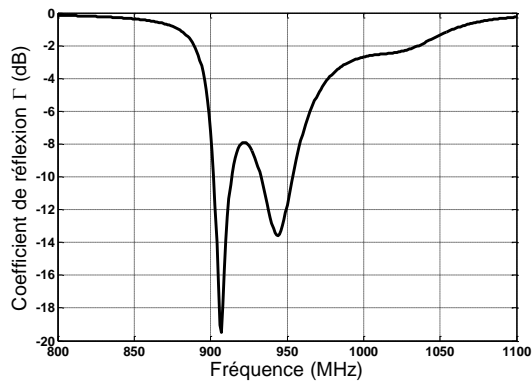
Tableau 2-12. Dimensions des différents segments des dipôles (D1) et (D2) dans (T2)



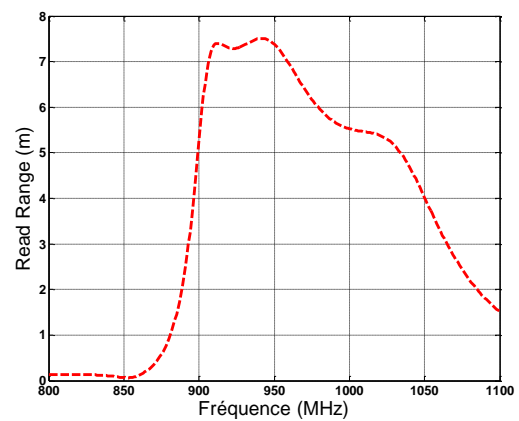
(a). Impédance de l'antenne et du chip



(b). Gain de l'antenne



(c). Adaptation entre l'antenne et le chip



(d). Distance de lecture

Figure 2-47. Simulation HFSS du tag (T2)

En comparant avec la Figure 2-45, on note les points suivants :

- 2 pics d'adaptation rapprochés pour lesquelles $\text{Im}[Z_a] = -\text{Im}[Z_{\text{chip}}]$, le premier lié à la résonance du dipôle (D1), le deuxième lié à la résonance entre la boucle et le chip restant inamovible autour de 950 MHz.
- Remontée de l'adaptation à seulement -8 dB entre les résonances. La bande passante à -3dB est comprise entre 892 et 990 MHz ce qui couvre la bande US et la bande asiatique (951-955 MHz).
- Gain constant autour de 0 dB jusqu'à 1100 MHz du fait du décalage vers 1025 MHz de la résonance de (D2)

En combinant la proximité en fréquence des deux pics d'adaptation et le gain constant dans une bande étendue plus haute que pour le tag (T1), on obtient une distance de lecture supérieure à 3m entre 898 MHz et 1044 MHz (146 MHz) comme le montre la Figure 2-47(d). En revanche, l'élargissement du dipôle (D1) ne conduit pas à l'amélioration de la

bande passante en gain vers les fréquences basses. La chute brutale de gain entraîne la forte pente observée dans la courbe de distance de lecture en dessous de 900 MHz.

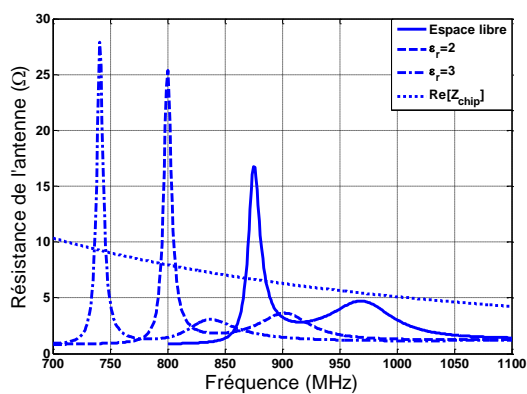
On va à présent estimer par simulation HFSS l'influence du support plastique sur les performances des 2 tags (T1) et (T2).

2.5.3 Performance de tags large bande en présence de support plastique

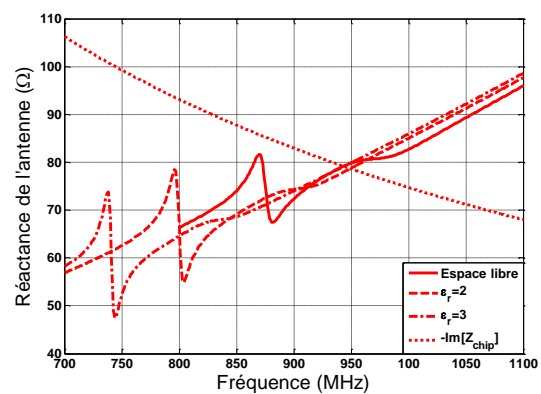
Les tags large bande (34mmx77mm) sont placés au centre d'un support plastique supposé sans pertes d'épaisseur 1.6mm, de surface 300mmx200mm et de permittivité relative ϵ_r variable entre 1 et 3, ce qui correspond aux gammes de valeurs de plastique données en début de chapitre.

2.5.3.1 Influence du support plastique dans le cas du tag (T1)

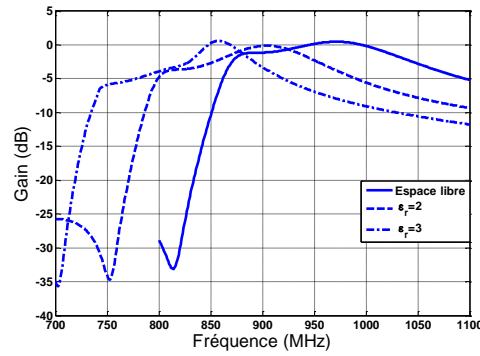
La Figure 2-48 montre l'influence de la permittivité relative ϵ_r sur l'impédance et le gain. On constate un décalage vers les fréquences basses des résonances des 2 dipôles sur la Figure 2-48a. La résonance de la boucle avec le chip est quant à elle indépendante de la permittivité à 950 MHz.



(a). Résistance de l'antenne et du chip



(b). Réactance de l'antenne et du chip



(c). Gain de l'antenne

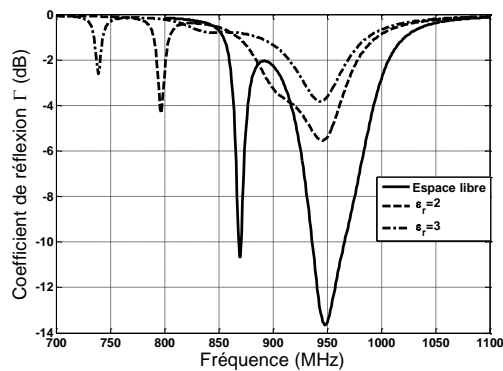
 Figure 2-48. Variations de l'impédance et du gain avec ϵ_r pour le tag (T1)

La courbe de gain quasi-constante entre 850 MHz et 1000 MHz est décalée vers les basses fréquences avec une dégradation de la largeur de bande quand ϵ_r augmente. A 900 MHz, le gain du tag G_{tag} varie comme suit :

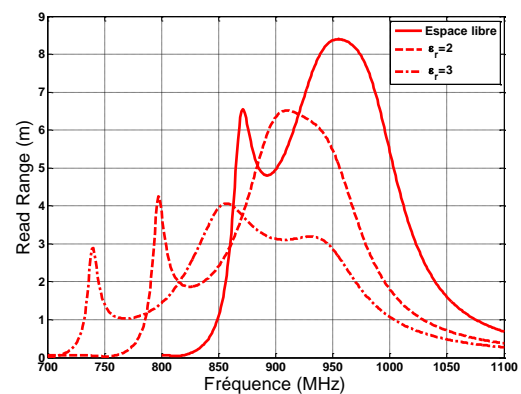
| $\epsilon_r=1$ | $\epsilon_r=2$ | $\epsilon_r=3$ |
|-------------------------------|---------------------------------|------------------------------|
| $G_{\text{tag}}=-1\text{ dB}$ | $G_{\text{tag}}=-3.2\text{ dB}$ | $G_{\text{tag}}=0\text{ dB}$ |

Tableau 2-13. Evolution du gain du tag avec la variation de la permittivité

Le gain est donc relativement stabilisé. Les figures 1-49(a) et 1-49(b) montrent la variation de l'adaptation et de la distance de lecture.



(a). Adaptation entre l'antenne et le chip



(b). Distance de lecture

 Figure 2-49. Variation de l'adaptation et de la distance de lecture avec ϵ_r pour le tag (T1)

On constate que le niveau d'adaptation reste correct uniquement autour de 950 MHz car $\text{Im}[Z_a] = -\text{Im}[Z_{\text{chip}}]$. La dégradation de l'adaptation à cette fréquence quand ϵ_r augmente est due à la diminution de la résistance de rayonnement puisque les résonances des 2 dipôles s'éloignent vers les fréquences basses.

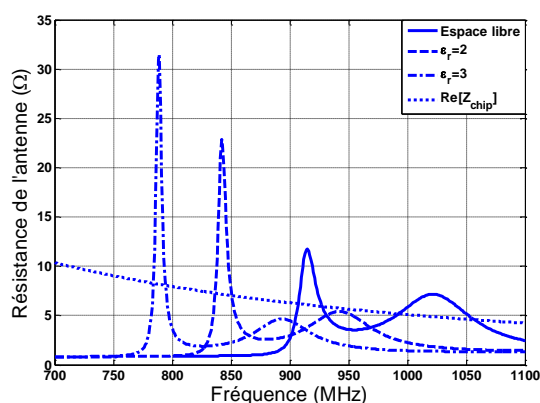
Dans la bande européenne 865-868 MHz et la bande US 901-928 MHz, on relève les distances de lecture RR données dans le Tableau 2-12. On voit que dans le pire des cas, on a 2.1m de distance de lecture dans la bande US.

| | $\epsilon_r=1$ | $\epsilon_r=2$ | $\epsilon_r=3$ |
|---------------------|----------------|----------------|----------------|
| Bande Europe | RR=4.4m | RR=2.5m | RR=2.5m |
| Bande US | RR=3.5m | RR=4.4m | RR=2.1m |

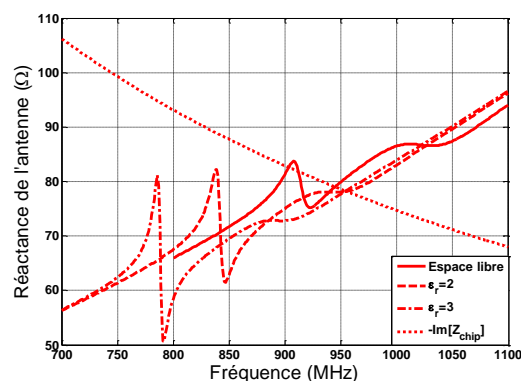
Tableau 2-14. Evolution de la distance de lecture du tag (T1) en fonction de la permittivité relative dans les bandes Europe et US

2.5.3.2 Influence du support plastique dans le cas du tag (T2)

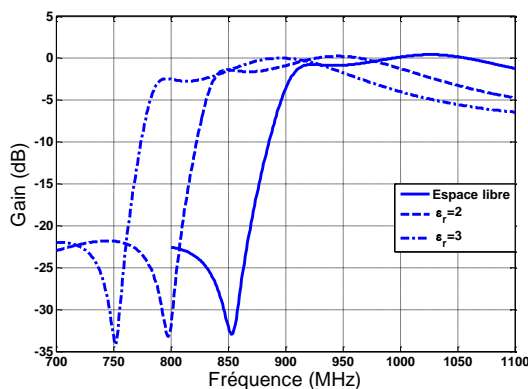
La Figure 2-50 montre l'influence de la permittivité relative ϵ_r sur l'impédance et le gain. On constate à nouveau un décalage vers les fréquences basses des résonances des 2 dipôles sur la Figure 2-50a. La résonance de la boucle avec le chip est toujours quasi indépendante de la permittivité autour de 950 MHz (Figure 2-50b).



(a). Résistance de l'antenne et du chip



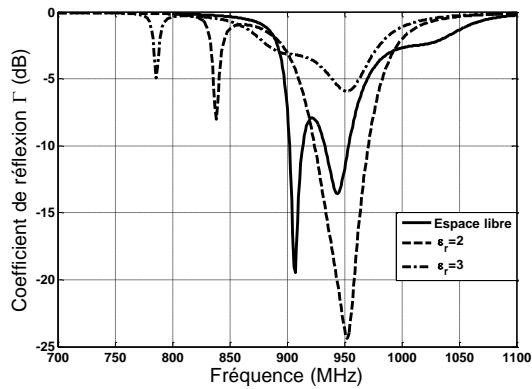
(b). Réactance de l'antenne et du chip



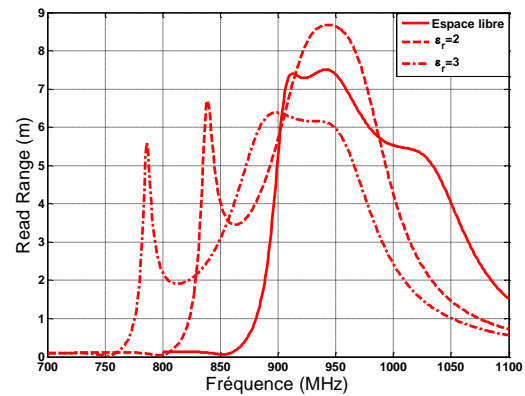
(c). Gain de l'antenne

Figure 2-50. Variations de l'impédance et du gain avec ϵ_r pour le tag (T2)

On note la remarquable stabilité du gain dans la bande US (entre 0 dB et -1dB) pour toutes les permittivités et l'amélioration dans la bande Europe pour $\epsilon_r=2$ et $\epsilon_r=3$. Ceci est directement lié à la résonance du dipôle (D2) qui descend en fréquence quand ϵ_r augmente en emmenant son gain élevé et sa large bande passante. Les figures 1-51(a) et 1-51(b) montrent la variation de l'adaptation et de la distance de lecture. L'adaptation se dégrade à nouveau autour de la résonance de la boucle mais moins nettement que pour le tag (T1).



(a). Adaptation entre l'antenne et le chip



(b). Distance de lecture

Figure 2-51. Variation de l'adaptation et de la distance de lecture avec ϵ_r pour le tag (T2)

Dans la bande européenne 865-868 MHz et la bande US 901-928 MHz, on relève les distances de lecture RR données dans le Tableau 2-13. On voit que la distance de lecture dans la bande US s'étale entre 4.2 et 4.9 m quelque soit la valeur de permittivité.

| | $\epsilon_r=1$ | $\epsilon_r=2$ | $\epsilon_r=3$ |
|---------------------|----------------|----------------|----------------|
| Bande Europe | RR=20cm | RR=2.2m | RR=3m |
| Bande US | RR=4.9 | RR=4.8m | RR=4.2m |

Tableau 2-15. Evolution de la distance de lecture du tag (T2) en fonction de la permittivité relative dans les bandes Europe et US

Une fois analysé le comportement de nos 2 tags, nous allons réaliser le prototype (T2) sur Kapton et mesurer ses performances en distance de lecture.

2.6 Réalisation et mesure du tag (T2)

La Figure 2-52 montre une photo du tag imprimé sur Kapton combinant le module Mutrak et les deux dipôles enroulés imprimés. Le module Mutrak est placé à mi-distance entre les deux dipôles.



Figure 2-52. Prototype de tag réalisé pour la bande (T2)

Les mesures de distance de lecture sont effectuées à l'aide du système Tagformance de Voyantic. Le tag est d'abord mesuré dans l'air puis il est attaché sur un récipient plastique de dimensions 160mm x 235mm x 140mm et d'épaisseur 1.6mm. Le montage utilisé et l'emplacement du tag sur le récipient sont indiqués dans les figures 1-53 et 1-54.



Figure 2-53. Modèle de récipient plastique utilisé avec le tag attaché

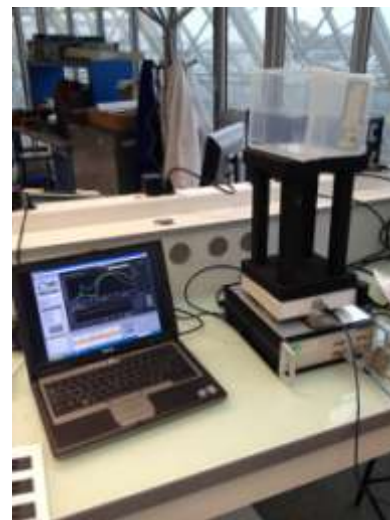


Figure 2-54. Montage avec l'outil Voyantic

Les mesures de distance de lecture du tag dans l'air et dans le plastique sont données respectivement dans la Figure 2-55 et la Figure 2-56 et comparé aux simulations HFSS.

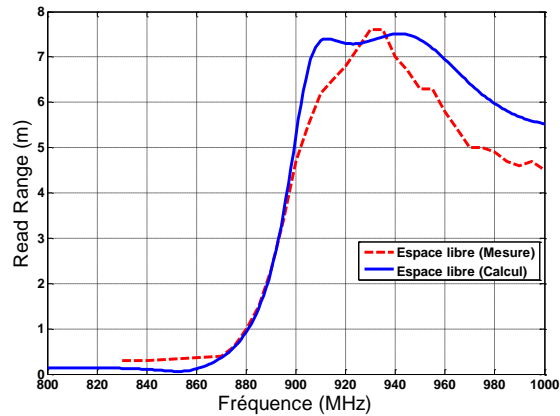


Figure 2-55. Distance de lecture mesurée et simulée pour le tag (T2) dans l'air

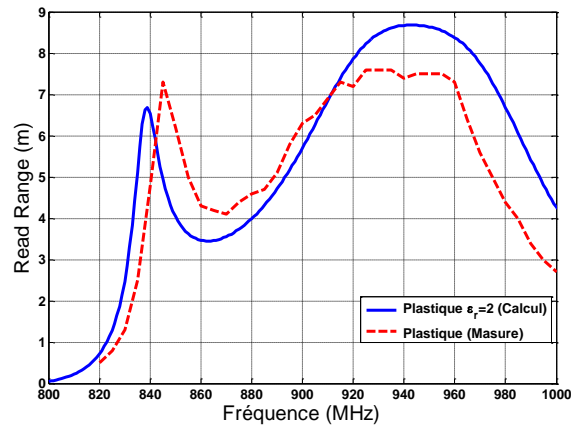


Figure 2-56. Distance de lecture mesurée et simulée pour le tag (T2) sur le plastique

On observe une très bonne corrélation entre simulation et mesure en termes de comportement fréquentiel et de distance de lecture dans tous les cas. Dans l'air, le tag atteint $RR=6m$ dans la bande US et un maximum de $7.6m$ à $935MHz$ pour la fréquence d'adaptation naturelle entre la boucle du Mutrak et le chip. En présence du récipient de plastique ($\epsilon_r=2$), le RR augmente jusqu'à $7.6m$ à $940 MHz$ et varie entre $6.7m$ à $7.2m$ dans la bande US. On observe une sur-estimation du RR estimé de $1 m$ alors que la réponse en fréquence est parfaitement prédite.

A l'issue de cette partie, il apparaît donc que la modélisation HFSS du module et les valeurs d'impédance et de sensibilité de la puce Monza4 sont suffisamment précises pour permettre une bonne prédiction des distances de lecture.

2.7 Conclusion du chapitre 2

Dans ce chapitre deux types d'antennes tags ont été développés, réalisés et mesurés. Un type est basé sur des structures filaires collées sur papier, l'autre sur des structures imprimées sur substrat Kapton mince. Les simulations HFSS ont été comparées à des mesures en utilisant un lecteur UHF RFID Europe et en appliquant la formule de Friis, ou à l'aide du dispositif Tagformance de Voyantic entre 800MHz et 1000 MHz.

Les structures sont toutes basées sur le couplage inductif entre le module Mutrak contenant une boucle de couplage associée à la puce RFID Monza 4 et le ou les dipôles. Les dipôles résonants permettent d'augmenter la distance de lecture très limitée du module Mutrak dont la résistance de rayonnement est de l'ordre du dixième d'ohm. On recherche le maximum d'adaptation boucle/antenne par des topologies de dipôles enroulés. Ces topologies miniaturisées font apparaître une résonance parallèle aux bornes de la boucle et une résistance de rayonnement suffisamment élevée pour assurer l'adaptation sur les parties réelles d'impédance. Il est en revanche délicat d'assurer la condition d'adaptation sur les parties imaginaires même sur une bande passante réduite. Ceci est inhérent au couplage de la puce au dipôle à travers une boucle. La réponse résultante en impédance de l'antenne est globalement celle de la boucle sur laquelle se superpose la résonance atténuée du dipôle. Comme la résonance du Mutrak apparaît vers 920 MHz soit 50 MHz au dessus de la bande européenne, la structure ne peut pas parfaitement être adaptée à 868 GHz.

Pour la structure filaire, on a conçu un tag à deux dipôles pouvant fonctionner sur un récipient plastique vide ou rempli d'eau. Chacun des dipôles résonne pour l'un ou l'autre cas, ce qui permet un fonctionnement correct en présence d'eau avec une distance de lecture de 50 cm alors que cette distance est nulle pour un tag conçu pour fonctionner dans l'air ou sur du plastique. La même topologie d'antenne combinée a ensuite été utilisée sur un tag imprimé, l'idée étant plutôt d'élargir la bande passante afin de limiter la sensibilité vis à vis de variabilité de la permittivité diélectrique du support. Plusieurs prototypes ont été réalisés montrant une bonne résistance à la présence de support plastique de quelques mm d'épaisseur.

Le modèle HFSS du module Mutrak est suffisamment précis pour obtenir globalement un excellent accord simulation/mesures dans ce chapitre.

2.8 Références bibliographiques du chapitre 2

- [WIK01] <http://en.wikipedia.org/wiki/Plastic>
- [TAGSYS] <http://www.tagsysrfid.com>
- [FUC12] FUCHSÍKOVÁ, Petra; STASA, P.; KEBO, Vladimír. RFID technology for special food moulds. En *Carpathian Control Conference (ICCC), 2012 13th International*. IEEE, 2012. p. 181-188.
- [BOR10] BORDETAS BRAVO, Beatriz, et al. Implementation of RFID tags in food containers in catering business. En *Smart Objects: Systems, Technologies and Applications (RFID Sys Tech), 2010 European Workshop on*. VDE, 2010. p. 1-6.
- [DEL10] DELERUYELLE, T., et al. An RFID tag antenna tolerant to mounting on materials. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 2010, vol. 52, no 4, p. 14-19.
- [IMPINJ] <http://www.impinj.com>
- [CHO03] CHOO, H.; LING, H. Design of electrically small planar antennas using inductively coupled feed. *Electronics Letters*, 2003, vol. 39, no 22, p. 1561-1565.
- [SON05] SON, H.-W.; PYO, C.-S. Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed. *Electronics Letters*, 2005, vol. 41, no 18, p. 994-996.
- [NIK05] NIKITIN, Pavel V., et al. Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2005, vol. 53, no 9, p. 2721-2725.
- [MAR03] MARROCCO, Gaetano. Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2003, vol. 2, no 1, p. 301-305.
- [MAR08] MARROCCO, Gaetano. The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 2008, vol. 50, no 1, p. 66-79.
- [KWO05] KWON, Hongil; LEE, Bomson. Meander line RFID tag at UHF band evaluated with radar cross sections. En *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*. IEEE, 2005. p. 4 pp.
- [GUH11] GUHA, Debatosh; ANTAR, Yahia MM (ed.). *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*. John Wiley & Sons, 2011, p. 275.

- [NEC02]** 4NEC2 software website : Home.ict.nl/~arivoors/
- [KIN69]** KING R. W. P, “The loop antenna for transmission and reception”, R. E. Collin, F.J. Zucker, Antenna Theory, Chapter 11, Mc Graw-Hill, NY, 1969, pp 479.
- [VOY]** M. C. O’Connor, “Voyantic Helps Companies Put RFID Tags to the Test”, RFID Journal, June 18, 2009
- [POYN]** <http://www.poyntingcommercial.com/index.php?q=catalogue|productinfo,26>

Chapitre 3

Conception des tags RFID UHF fonctionnant au voisinage de surfaces métalliques

Chapitre 3

Conception de tags RFID UHF fonctionnant au voisinage de surfaces métalliques

3.1 Etat de l'art pour les tags RFID en présence de surfaces métalliques

Dans les systèmes de communication mobile ou indoor, les antennes sont généralement placées dans des environnements perturbants tels que le corps humain. Lorsque les dispositifs communicants sont au voisinage d'objets dont les caractéristiques électriques (permittivité, conductivité,...) sont très différentes de l'air, les variations d'impédance d'entrée, de fréquence de résonance, d'efficacité et de diagramme de l'antenne peuvent être considérables et dégrader le bilan de liaison. Dans le domaine de la RFID, la conception d'antennes tag performantes en présence d'objets métalliques (étagères de bureau, boîtes, containers, poutres,...) constitue également un challenge [FOS99] d'autant plus que les supports ne sont pas toujours constitués des mêmes matériaux et ne sont pas placés à une distance fixe du tag.

On sait que le métal présente une source de dérèglement majeure pour les éléments rayonnants [STU98]. La proximité d'un dipôle avec une surface métallique plane génère sur cette surface des courants qui vont créer un champ s'additionnant au champ du dipôle [WAN06]. Le problème du dipôle en présence d'une surface parfaitement conductrice peut être modélisé à l'aide de la théorie des images comme résumé sur la Figure 3-1 pour les deux types de dipôles électrique et magnétique placés verticalement et horizontalement par rapport à la surface métallique (PEC).

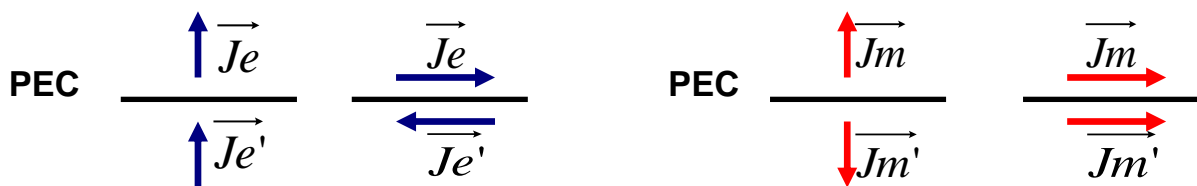


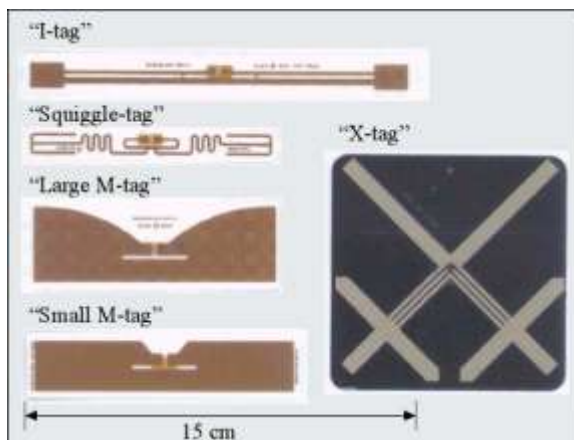
Figure 3-1 Dipôles magnétique et électrique en présence d'une surface métallique

En terme de champs rayonnés, les deux meilleures solutions au voisinage immédiat d'une surface métallique sont le courant électrique vertical (dipôle électrique perpendiculaire

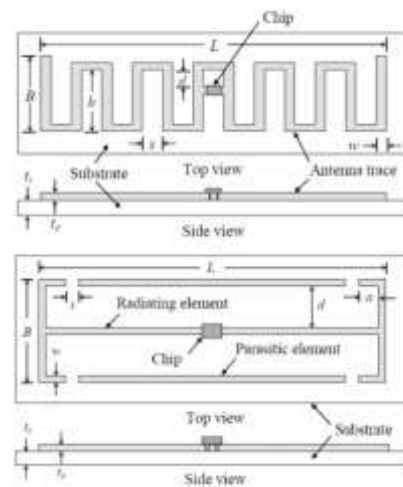
à la surface), et le courant magnétique horizontal (dipôle magnétique parallèle à la surface) car les dipôles et leurs images rayonnent alors en phase. Ces deux solutions présentent toutefois des inconvénients : le dipôle électrique vertical est encombrant alors que le tag doit être une surface plane de faible épaisseur; le dipôle magnétique, même s'il est compatible avec des structures imprimées planes et qu'il est moins sensible à l'environnement diélectrique, possède une résistance de rayonnement très élevée.

On déduit de ce qui précède que le dipôle à méandres utilisé en RFID UHF est court-circuité par la surface métallique et que l'adaptation avec le chip n'est plus réalisée. En revanche, il est possible d'utiliser le support métallique du tag comme plan de masse d'une antenne patch qui constitue une antenne magnétique. On peut ainsi à priori avoir une structure de dimensions réduites avec une faible épaisseur de substrat, simple à fabriquer.

[DOB05] a étudié l'impact d'une surface métallique (Figure 3-2a) à proximité de tags RFID conventionnels conçus pour fonctionner en espace libre, le substrat utilisé étant du FR4 ($\epsilon_r=4.4$), avec une épaisseur de 100 μm .



(a) Exemple des tags utilisés par [DOB05]



(b) Exemple des tags utilisés par [HAS11]

Figure 3-2. Tag RFID conventionnels testés en présence de métal

La figure 3-3 montre les résultats obtenus par [DOB05] avec à droite les performances des différents tags en espace libre (I-tag, Small M, Large M, X et Squiggle) et à gauche les performances des tags en présence du métal. Les résultats sont normalisés par rapport au RR du I-tag en espace libre. La distance de lecture chute fortement lorsque la distance entre les

tags et la surface métallique (gap) diminue. A proximité du métal la portée des tags est presque nulle. Il apparaît que Large M et Small M résistent mieux à la présence du métal. Les auteurs observent une stabilité relative de l'impédance en présence du métal pour ces 2 tags contrairement aux 3 autres. Ils ne donnent pas d'interprétation à cette influence moindre par rapport au métal. On peut supposer que le mécanisme de rayonnement essentiel étant celui d'une fente (antenne magnétique) avec un champ électrique confiné alors l'impact du plan de masse est moindre. En revanche, la dégradation d'efficacité n'est pas analysée.

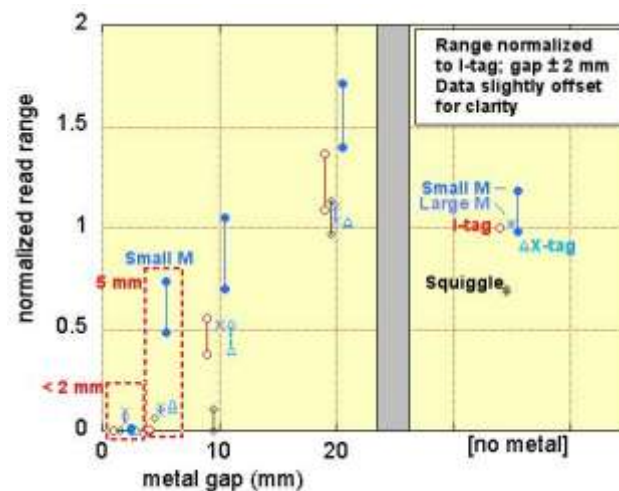


Figure 3-3. Evolution de la performance de différents tags avec la proximité d'un plan métallique [DOB05]

Des antennes dipôles à méandres ou repliés gravées sur des substrats à faible permittivité $\epsilon_r=3.5$ et faible épaisseur $h=0.05\text{mm}$ (Figure 3-2b) ont été testées à proximité des métaux [HAS11]. La Figure 3-4 présente l'influence de la hauteur au-dessus du plan métallique pour les deux types d'antennes montrées dans 3-2b, les dimensions des deux antennes étant ajustées pour modifier l'impédance d'entrée et atteindre les niveaux d'adaptation nécessaires avec le chip. On observe une réduction de l'adaptation et un décalage en fréquence avec $RL=2\text{dB}$ pour une hauteur de 2 cm.

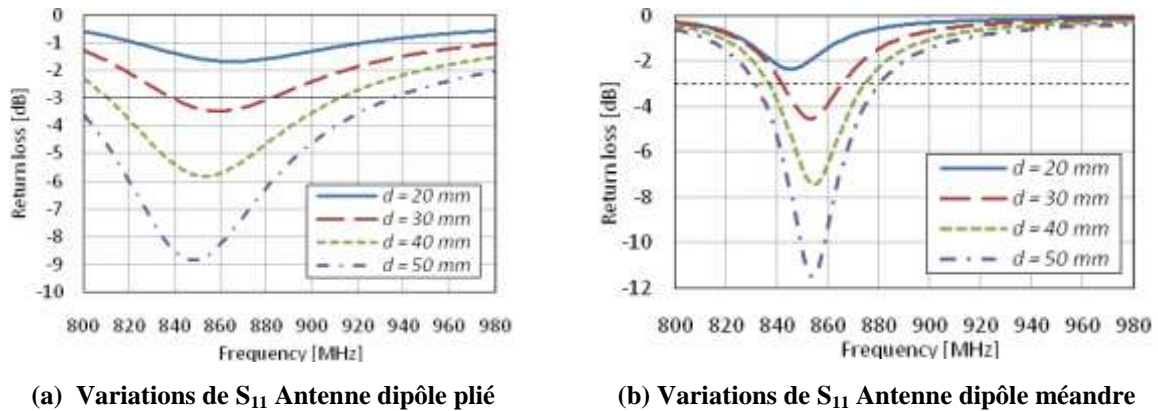


Figure 3-4. Variation de l'adaptation en fonction de la distance "d" entre l'antenne et le plan métallique [HAS11]

Des tests ont aussi été faits dans la bande RFID UHF américaine (902-928MHz). [SON06] et [JEO09] ont utilisé des patchs rayonnants pour la réalisation de tags large bande. La structure est basée sur un patch replié autour d'un substrat de mousse ($\epsilon_r=1.1$ $\tan\delta=0.001$), d'épaisseur totale H égale 3.2mm, alimenté par couplage de proximité à l'aide d'une ligne micro ruban imprimée sur PTFE d'épaisseur 1mm ($\epsilon_r=3.5$ $\tan\delta=0.0018$). La partie haute du patch replié sert d'élément rayonnant, la partie basse de plan de masse (Figure 3-5).

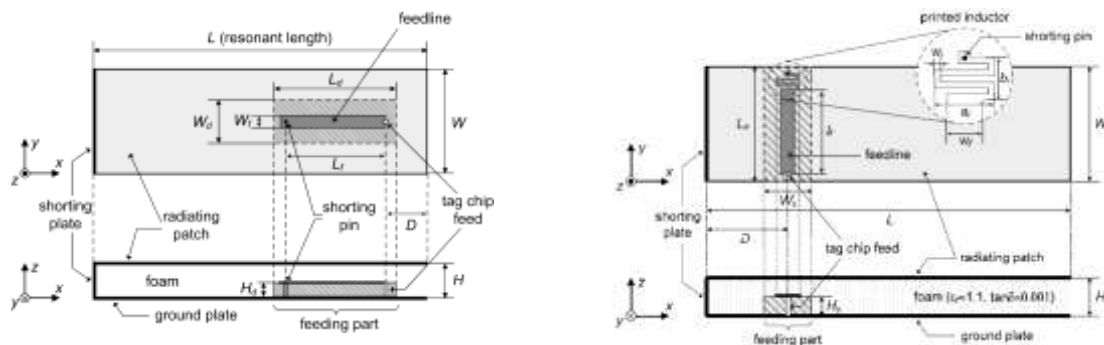


Figure 3-5. Patchs excités avec une ligne micro-ruban par couplage de proximité [JEO09] [SON06]

Une large bande passante est obtenue mais le gain et la distance de lecture sont faibles. D'un autre côté ces structures sont compliquées à réaliser.

Dans l'optique de la miniaturisation, les antennes PIFA ont été proposées par [KWO05] et [HIR04] comme indiqué sur les Figures 3-6a et 3-6b. Son [SON08], toujours dans la bande américaine, a proposé un autre tag composé de deux patchs court-circuités sur un substrat FR4 de 1.9mm d'épaisseur accompagnés de deux autres couches superposées (scotch double face et PTFE) comme indiqué sur la Figure 3-6c.

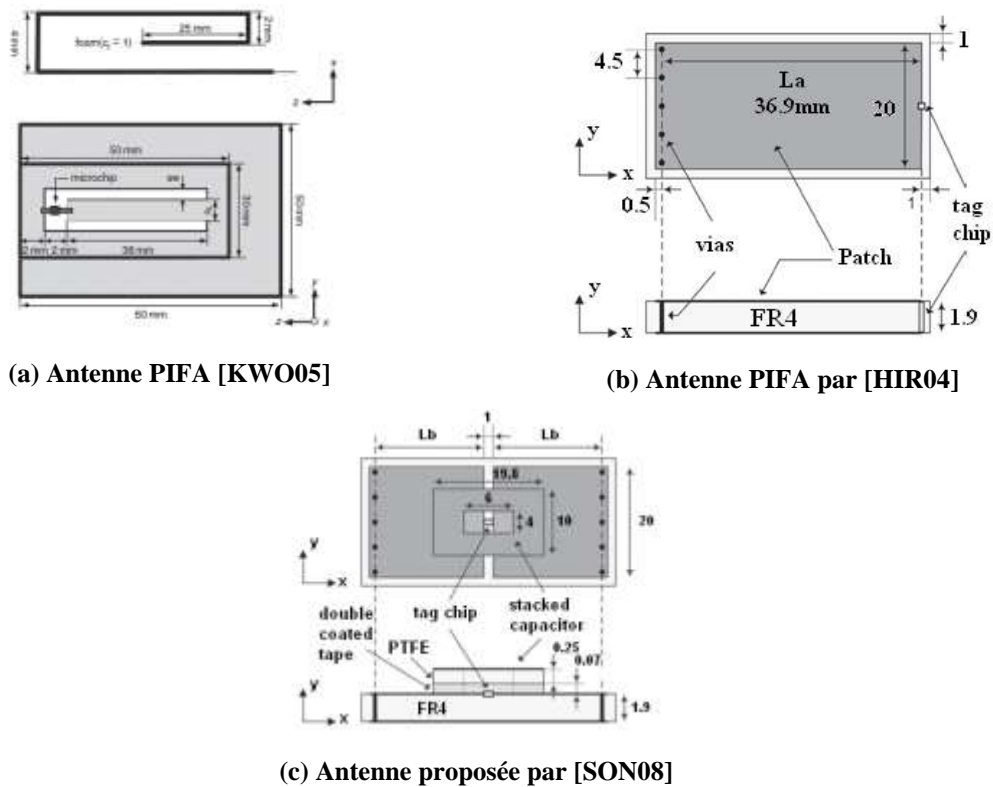


Figure 3-6. Exemples d'antennes PIFA utilisées sans la RFID

Dans son article [SON08], Son fait la comparaison entre son antenne de la figure 3-6c et la PIFA traditionnelle [HIR04] de la Figure 7b. Les études se sont concentrées sur l'efficacité de rayonnement et le gain de l'antenne. La structure présentée par Son montre un rendement moyen de 17.5 % dans la bande 860-960 MHz, contre 7.5% pour la PIFA et une amélioration du gain de 2 dB.

Deux autres exemples basés sur des patches ont été proposés autour de 900 MHz. Le premier [KIM08] est constitué par un dipôle plié (en forme de fourchette) sur FR4 avec des éléments parasites comme le montre la Figure 3-7a. Avec une dimension considérable (120x30x3.2mm), cette antenne permet une distance de lecture de 4m avec une surface métallique de 200x200mm² à l'arrière. Cette distance diminue de 0.2m en doublant la surface.

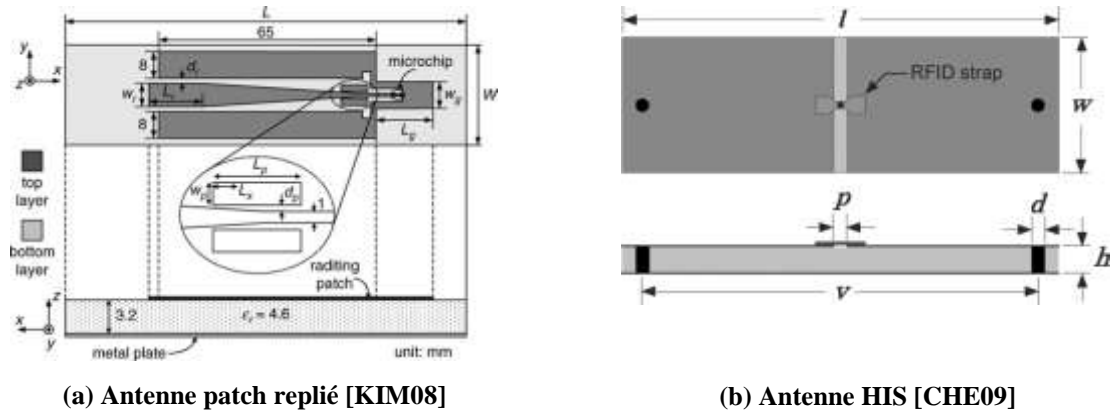


Figure 3-7. Antennes patches utilisées dans la RFID

Kim maîtrise l'impédance de l'antenne en jouant sur la dimension d'un élément ou la distance entre la structure principale et ses éléments parasites. On peut observer sur la Figure 3-8 les variations d'impédance d'entrée en fonction des dimensions L_p (longueur de l'élément parasite), d_p (distance de l'élément parasite au dipôle) et w_r (largeur de l'extrémité du dipôle).

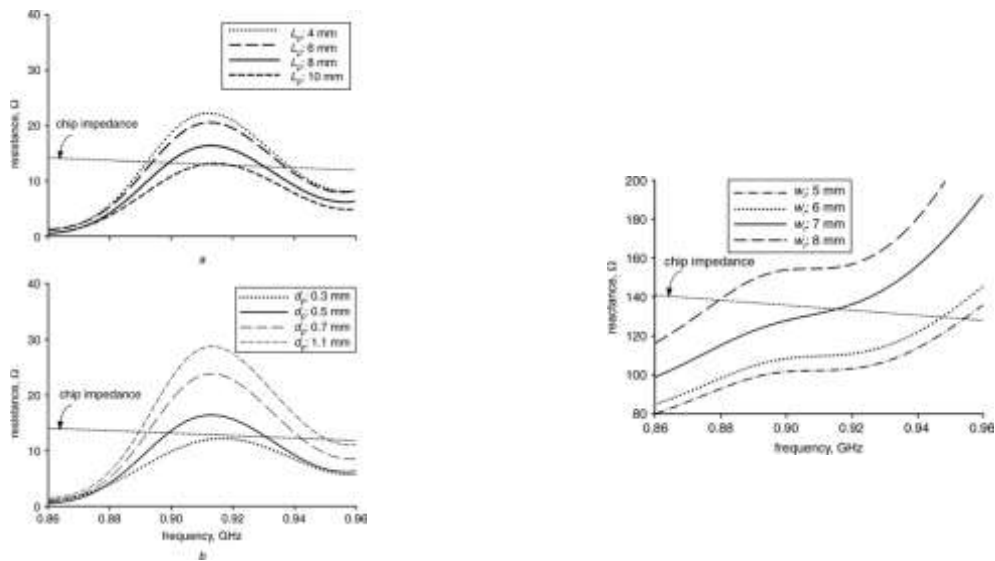


Figure 3-8. Impédance d'entrée en fonction des paramètres géométriques [KIM08]

Sur la Figure 3-8, on observe qu'une adaptation de l'antenne à l'impédance du chip est possible et que le réglage de la fréquence d'adaptation dépend des paramètres géométriques.

L'antenne de la Figure 3-7b proposée par [CHE09] permet une importante réduction des dimensions (65x20x1.5mm). La structure est basée sur le concept de HIS ou surface haute impédance [YAN09] avec 2 patches en regard connectés au chip et court-circuités au plan de masse avec des vias. La structure a été testée sur un plan métallique de 400x400mm² avec une

distance de lecture égale à 3.1m, valeur équivalente à l'antenne de Kim avec des dimensions réduites. [YAN09] que la taille du tag a une influence considérable sur la distance de lecture ainsi que la dimension du plan métallique.

Des techniques classiques d'élargissement de bande pour antennes patch ont aussi été appliquées dans le domaine de la RFID. Ainsi, l'utilisation d'éléments rayonnants parasites qui permettent l'augmentation du gain de l'antenne. [MIN10] a étudié une antenne large bande incluant la bande RFID européenne (868 MHz). Dans son travail, MingYin montre deux antennes (Figure 3-9): une de petite taille (43x85mm) incluant un seul élément parasite et une deuxième un peu plus grande (70x85mm) avec deux éléments parasites, toutes les deux avec un fonctionnement bi bande (867 et 915 MHz). Le substrat est du FR4 avec une épaisseur de 1.6mm.

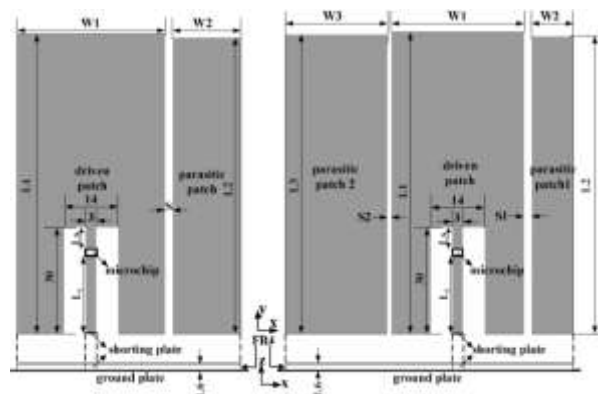


Figure 3-9. Utilisation de patches parasites [MIN10]

Les tests ont été réalisés sur une surface métallique de 400mmx400mm. Les distances de lecture sont meilleures pour des antennes en présence du métal, ou avec une largeur plus grande (2 éléments parasites) qu'en espace libre, notamment en bande basse. Ces résultats confirment que les structures de dimensions plus importantes sont les plus performantes et que le travail de miniaturisation reste un challenge.

Des structures plus complexes ont été directement attachées sur une plaque métallique. [CHE12] a proposé une antenne tag à polarisation circulaire (Figure 3-10(a)) à base de ligne microstrip coudée connectée au chip qui excite le patch par couplage de proximité. Réalisée sur FR4 d'épaisseur 1.6mm, cette antenne possède aussi un via en court-circuit entre le chip et le plan de masse.

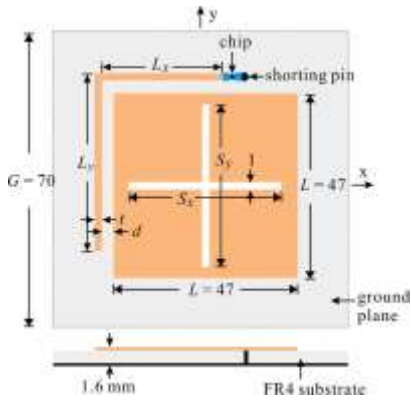


Figure 10(a). Schéma de l'antenne

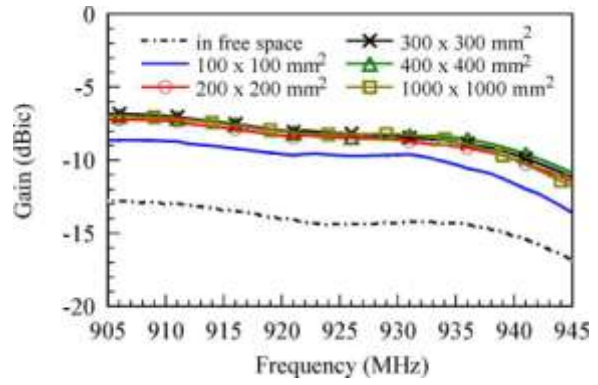


Figure 10(b). Gain pour différentes tailles du plan métallique

Figure 3-10. Antenne tag à polarisation circulaire [CHE12]

Dans le graphique de droite, on note que l'augmentation de la taille du plan de masse est accompagnée par une montée de la valeur du gain sur toute la plage de fréquence étudiée. Le gain converge vers une valeur fixe pour les surfaces supérieures à $200 \times 200 \text{ mm}^2$. Pour ce tag, une distance de lecture de 2m est obtenue en espace libre. Elle est de 3.4m avec une surface de $100 \times 100 \text{ mm}^2$, puis de 4m avec une surface de $400 \times 400 \text{ mm}^2$.

Une autre caractéristique recherchée dans certains tags est la flexibilité qui permet d'attacher des antennes à des surfaces métalliques qui peuvent avoir une forme courbée (bouteilles, canettes, rouleaux). Deux exemples sont donnés dans les figures 3-11(a) et 3-13, réalisés en PVC ($\epsilon_r = 2.62$, $\tan\delta = 0.018$) par [SON12] et en polypropylène (PP) ($\epsilon_r = 2.4$, $\tan\delta = 0.02$) par [DU12] respectivement.

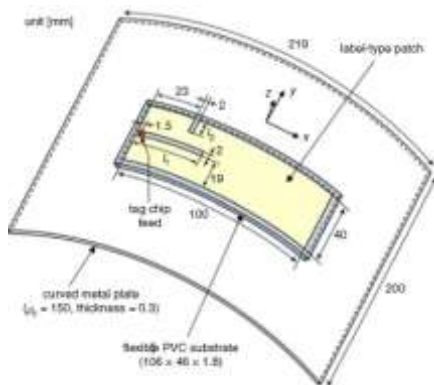


Figure 3-11. Tag flexible avec deux fentes [SON12]

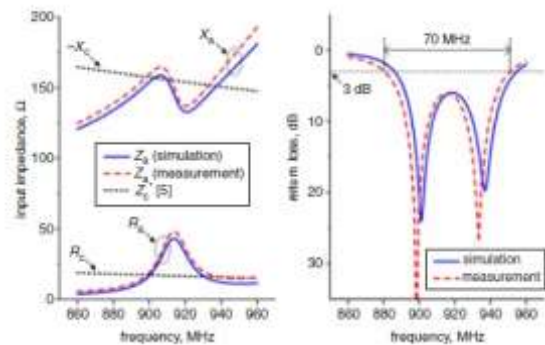


Figure 3-12. Impédance et adaptation de l'antenne

Le tag réalisé par [SON12] (Figure 3-11) avec une épaisseur de 2.1mm et une surface de 100x40mm² fonctionne avec deux fentes transversales (l_1 et l_2) qui modifient de façon indépendante la résistance et la réactance qui compensent l'impédance du chip. Les résultats peuvent être observés dans la figure 3-12. On observe que l'impédance du chip est conjuguée de celle de l'antenne à deux fréquences 900 et 940 MHz (dans la bande US). Le maximum du RR est égal à 9 et 10m pour les fréquences mentionnées. Les performances pour la bande européenne sont d'environ 1.5m.

Le deuxième tag de la Figure 3-13 [DU12] est aussi flexible mais avec des dimensions $L \times W = 90 \times 30 \text{ mm}^2$ plus faibles que celles de [SON12]. Il est gravé sur un substrat polypropylène de 550 μm d'épaisseur. Ce tag est constitué de 2 réseaux de deux patches ($A_{1,2}$ et $B_{1,2}$). A_1 et A_2 sont connectés aux deux terminaux du port 1 du chip Monza4 [MON04]. B_1 et B_2 sont connectés aux deux terminaux du port 2. Les patches sont tous court-circuités à la masse comme indiqué sur la Figure 3-13. $A_{1,2}$ fonctionnent à 866MHz et $B_{1,2}$ à 915MHz. En jouant sur les dimensions des fentes, on règle l'impédance vue par le chip aux 2 fréquences avec une distance de lecture maximale de 3.5m (Figure 3-14) obtenue lorsque le tag est attaché à sur une surface métallique de 150x150mm². L'avantage de cette dernière antenne est son fonctionnement simultané dans la bande américaine et européenne.

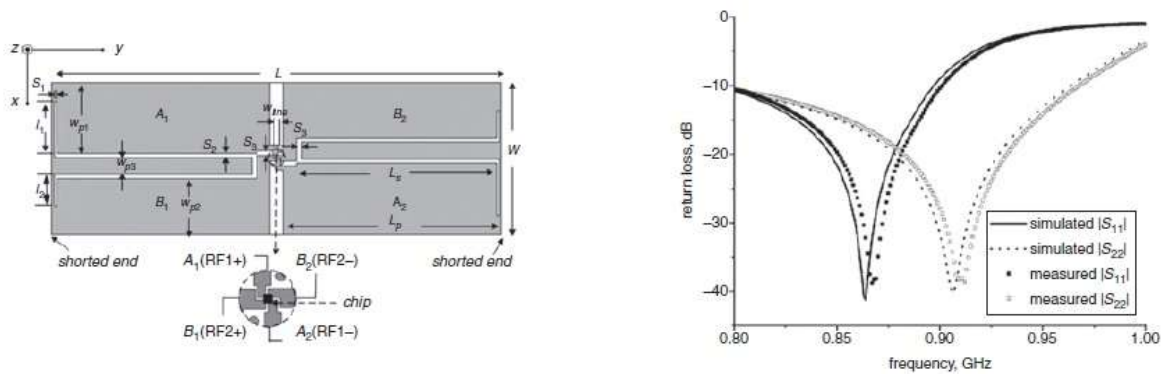


Figure 3-13. Antenne à 2 patches sur les ports du chip et son adaptation [DU13]

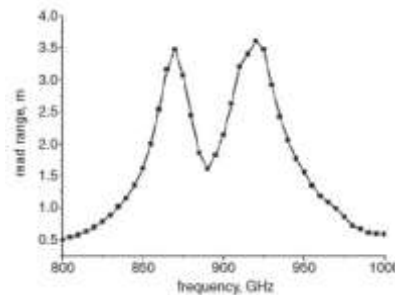


Figure 3-14. RR obtenu par Du [DU13]

L'antenne patch proposée sur la Figure 3-15 avec des dimensions 100x45mm et un substrat en plastique PET ($\epsilon_r = 2.62$, $\tan\delta = 0.0068$) a été placée sur une surface métallique de 300x200mm² [XIJ13]. Son RR est présenté dans la graphique de la Figure 3-16 en fonction de la hauteur h du substrat.

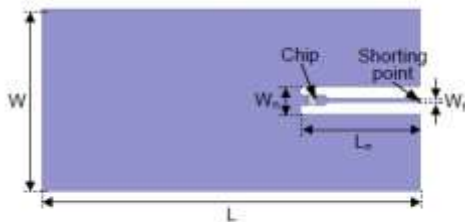


Figure 3-15. Patch tag proposé par Xi [XIJ13]

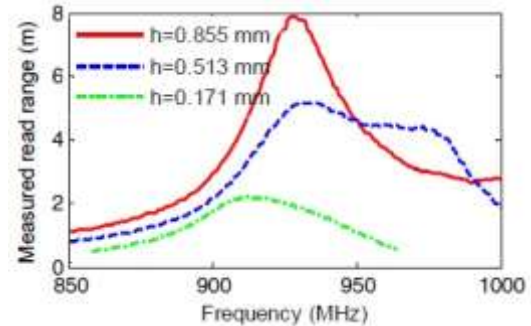


Figure 3-16. RR par rapport à h substrat

Cet état de l'art s'achève par un patch formé par une ligne d'alimentation coplanaire asymétrique et un court-circuit "virtuel" réalisé par l'anneau rectangulaire autour [RAO08]. Le substrat de cette structure est du plastique (polycarbonate) avec plan de masse à l'arrière.

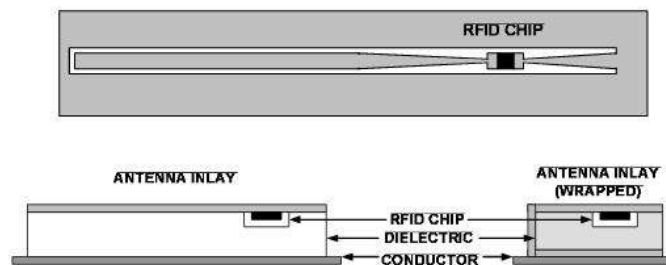


Figure 3-17. Tag large bande pour applications sur métal [RAO08]

La figure 3-17 montre la vue de dessus et la vue de profil des deux versions du tag (long et court). La surface du tag long est de 155x32mm², celle du court de 79x31mm². Les deux ont une épaisseur de 1cm. Le RR de la figure 3-18 montre un maximum de 8.53m pour le tag long, performance réduite à 3.8m pour le tag court comme conséquence de la réduction de la surface de l'antenne.

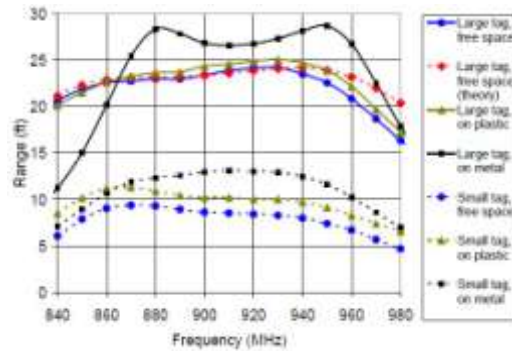








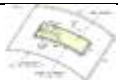

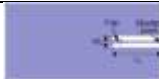



Figure 3-18. RR pour deux tailles du même tag sous différentes conditions [RAO08]

La surface métallique utilisée est de 300x300mm². Au niveau de la bande passante on remarque que cette solution commerciale produite par Intermec [INTAG] possède une plage de fréquence d'environ 80MHz permettant une utilisation en Amérique ainsi qu'en Europe. Cette antenne est également fonctionnelle sur le plastique.

On résume finalement dans le Tableau 3-1 les différentes performances et caractéristiques des antennes afin de pouvoir réaliser à l'issue de ce chapitre une comparaison avec nos propres antennes.

Tableau 3-1. Caractéristiques et performances des différents tags dans la littérature

| Antenne | Matériel | Dimensions (mm) | Freq (MHz) | BP | RR | Chip sensibilité |
|---|-------------------------------------|-----------------------|---------------|---------------------------------|------------------------------------|---------------------------------|
|  | Polyimide $\epsilon_r = 3.5$ | 110x30x0.05 | 866 | 67.5 MHz ($<-10\text{dB}$) | | |
|  | Polyimide $\epsilon_r = 3.5$ | 68x28x0.05 | 866 | 25 MHz ($<-10\text{dB}$) | | |
|  | Mousse $\epsilon_r = 1$ | 60x50x4 | 911 | 25 MHz ($<-3\text{dB}$) | 4m | |
|  | FR4 $\epsilon_r = 4.6$ | 120x30x3.2 | 920 | 33 MHz ($<-3\text{dB}$) | 3.8m | -14dBm |
|  | FR4 $\epsilon_r = 4.2$ | 65x20x1.5 | 920 | | 3.1m (1mm gap) | Alien Higgs strap -18 dBm |
|  | FR4 $\epsilon_r = 4.4$ | 85x56x1.6 | 868 | 133 MHz ($<-3\text{dB}$) | 6.2m | RI-UHF- STRAP-08 -13dBm |
|  | FR4 $\epsilon_r = 4.4$ | 85.5x73x1.6 | 868 | 153 MHz ($<-3\text{dB}$) | 6.4m | RI-UHF- STRAP-08 -13dBm |
|  | FR4 $\epsilon_r = 4.4$ | 70x70x1.6 | 925 | | 4m | Alien Higgs -14dBm |
|  | PVC $\epsilon_r = 2.62$ | 100x40x2.1 | 915 | 70 MHz ($<-3\text{dB}$) | 10m | Alien Higgs 3 -18dBm |
|  | PP $\epsilon_r = 2.4$ | 90x30x0.55 | 866 et 915 | 53 MHz ($<-20\text{dB}$) | 3.6 @ 866MHz 3.6 @ 915MHz | Monza 4 -17.4 dBm |
|  | PET $\epsilon_r = 2.62$ | 100x45x0.855 | 930 | | 7.9m | Alien Higgs 3 -18dBm |
|  | Polycarbonate $\epsilon_r = 4.4$ | 150x32x10 79x31x10 | 915 915 | 70 MHz 70 MHz | 8.53m 3.81m | Impinj -12 dBm |

Toutes les antennes RFID décrites plus haut ont été conçues pour travailler à proximité ou directement sur le métal et sont gravées sur un substrat conventionnel. On note les effets suivants :

- ☑ L'augmentation de la taille du support métallique (plan de masse) n'est pas toujours bénéfique
- ☑ L'augmentation du volume d'antenne améliore la distance de lecture et la bande passante

Il est délicat de comparer ces structures entre elles car les auteurs ne donnent pas forcément à la fois les performances en efficacité, en adaptation et en RR de leur tag. D'autre par, les sensibilités de puce ne sont pas forcément les mêmes.

3.2 Influence d'une surface métallique sur un dipôle horizontal couplé au Mutrak

Dans les exemples précédents, le chip est connecté directement aux antennes. Dans nos tags, le chip est intégré à une boucle dans le module Mutrak, qui sera couplé magnétiquement à l'élément rayonnant. Dans cette partie, on va estimer l'influence du plan de masse dans le cas d'un dipole horizontal imprimé couplé à un Mutrak en présence d'une surface métallique.

Considérons un dipôle imprimé sur 1mm de substrat FR4. La Figure 3-19 montre l'antenne simulée sur HFSS et ses caractéristiques.

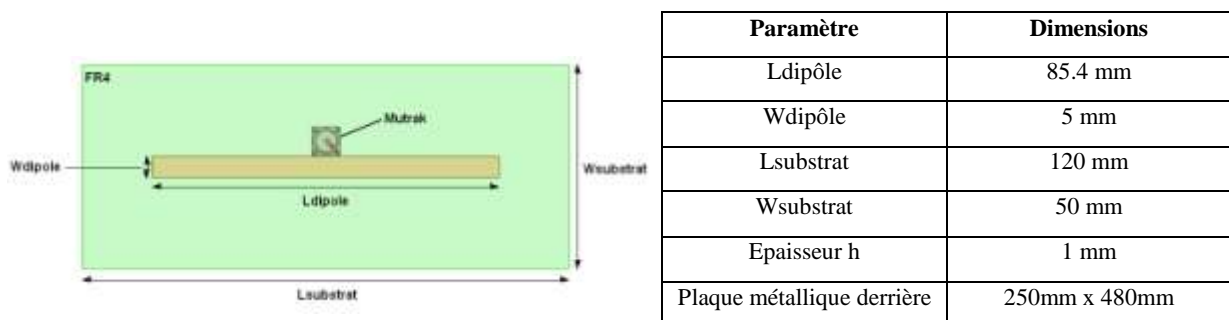
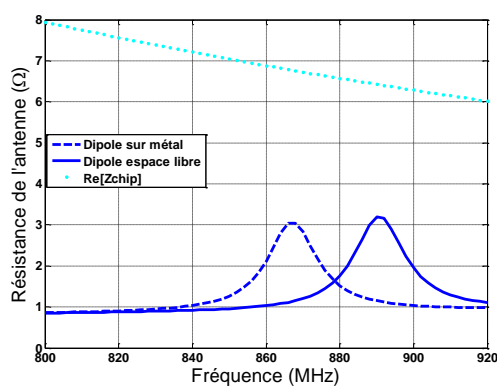


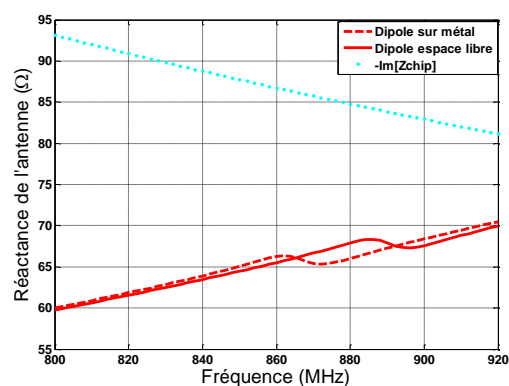
Figure 3-19. Exemple de dipôle imprimé testé face à une surface métallique avec ses dimensions

Comme il a déjà été montré au chapitre II, la proximité du Mutrak au dipôle est la garantie d'un bon niveau de couplage avec un niveau de partie réelle de l'impédance de l'antenne similaire à celle du chip.

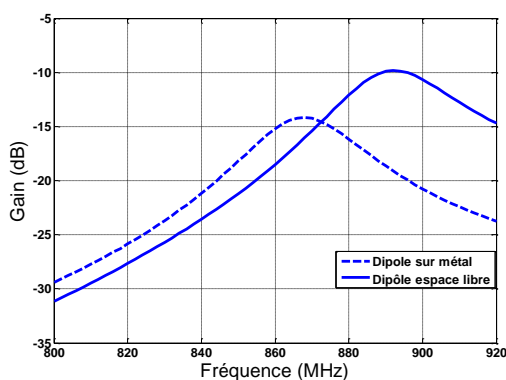
Les résultats en terme d'impédance, de gain et de distance de lecture sont montrés sur la Figure 3-20. On observe une résonance à 868 MHz avec une faible résistance, même avec le Mutrak situé à proximité du dipôle. Dans le couplage au dipôle, on retrouve le problème de la réactance associée à la boucle du Mutrak: il n'est pas possible d'augmenter les pics de réactance de façon à égaliser $-\text{Im}[Z_{\text{chip}}]$. Ceci interdit une bonne adaptation comme observé dans la Figure 3-20(d). De plus, du fait de la proximité du plan de masse et des pertes dans le diélectrique, le gain du dipôle simple ne dépasse pas -14dB avec une très faible valeur d'efficacité égale à 1.1%. Par conséquent la distance de lecture est très faible. Dans cette simulation la puissance du lecteur est fixée à 28dBm.



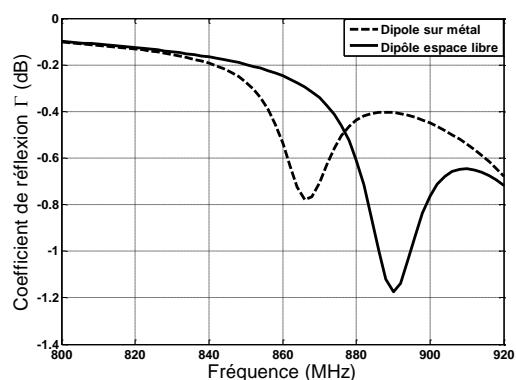
(a) Résistance du dipôle



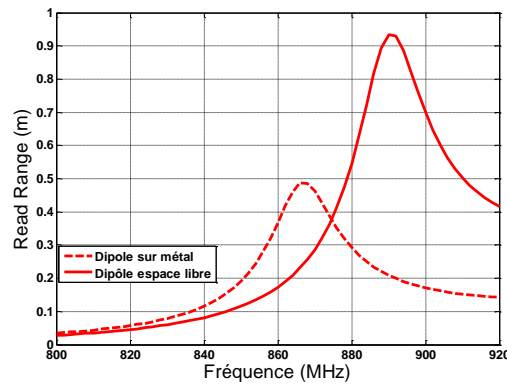
(b) Réactance du dipôle



(c) Gain du dipôle



(d) Adaptation du dipôle au chip



(e) RR du tag

Figure 3-20. Comparaison de performance du dipôle imprimé face à la surface métallique et en espace libre

On compare les résultats précédents obtenus pour un dipôle optimisé en présence du plan de masse avec le même dipôle sans plan de masse mais en présence du diélectrique. On observe un décalage de la résonance et de la courbe d'impédance de 20 MHz vers les hautes fréquences à 888 MHz, fréquence pour laquelle le gain est augmenté de 4dB. Notons le faible gain du dipôle (-10 dB) avec du FR4 à pertes. A 888 MHz, les courbes de réactance et de résistance du chip et du dipôle se rapprochant, on a également une meilleure adaptation.

Du fait d'un meilleur gain et d'une désadaptation moins prononcée, le RR est quasiment deux fois plus élevé sans plan de masse (94cm) à 888 MHz qu'avec plan de masse (50cm) à 868 MHz. Il n'est plus que de 20 cm à 888 MHz avec plan de masse soit une division par plus de 4 de la distance de lecture.

Inversement, si le tag avait été conçu pour fonctionner à 868 MHz sans plan de masse, on retrouverait ce même ratio de 4 avec plan de masse.

Le dipôle imprimé est donc très perturbé par le voisinage de la surface métallique et ses performances sont très inférieures à celles observées dans l'espace libre. Une solution alternative utilisant un patch va être développée.

3.3 Patch alimenté par une fente

Le premier prototype d'antenne est décrit sur la Figure 3-21. Son fonctionnement est celui d'un patch conventionnel avec une longueur L et une largeur W . Pour l'alimentation du patch, l'idée est de graver une fente d'excitation dans le patch et pas dans le plan de masse.

Cette fente induit un mode résonant selon la longueur L du patch. On utilisera un substrat FR4 d'épaisseur 1.6 mm.

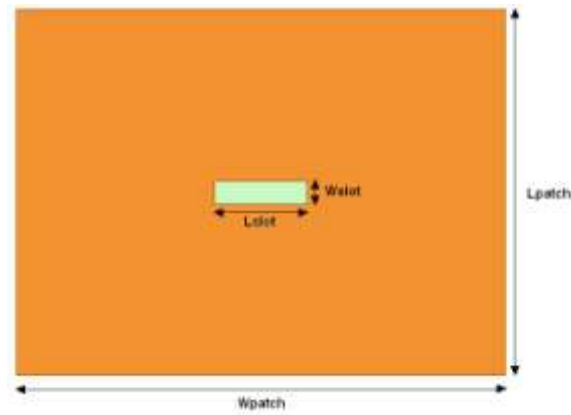


Figure 3-21. Patch conventionnel excité par une fente

Les dimensions nominales du patch $W=106\text{mm}$ et $L=83\text{mm}$ ont été calculées en suivant la procédure de conception conventionnelle décrite dans [BAL12]. L'antenne a été simulée avec une plaque métallique "perfect E" à l'arrière d'une taille quatre fois plus grande que les dimensions du patch ($320\text{mm} \times 424\text{mm}$), ultérieurement une étude portera sur la variation des dimensions de cette plaque à l'arrière. Dans cette partie, on évalue l'influence des paramètres géométriques suivants sur l'impédance de l'antenne et sa fréquence de résonance.

- ☒ Longueur de la fente (L_{slot})
- ☒ Largeur de la fente (W_{slot})
- ☒ Epaisseur h
- ☒ Dimensions L et W du patch
- ☒ Dimensions du plan de masse

Les premières simulations se feront en l'absence de Mutrak. Le port d'excitation HFSS (Lumped port) est placé au milieu de la fente décrite dans la Figure 3-21. Les études porteront ensuite sur l'emplacement optimal du Mutrak dans la fente pour permettre un bon niveau de couplage.

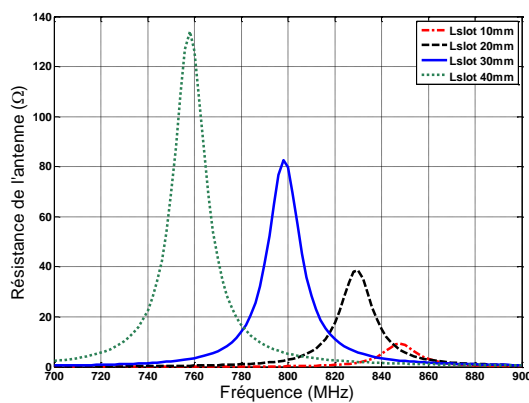
3.3.1 Influence de L_{slot}

Les variations de la longueur L_{slot} de la fente sont réalisées pour les dimensions nominales indiquées dans le Tableau 3-2.

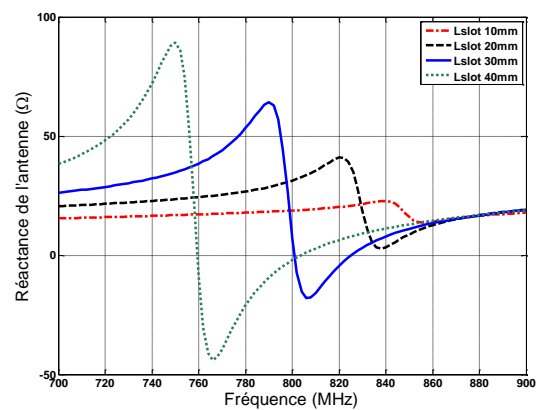
| Paramètre | Dimension |
|-------------------------------------|---|
| L | 83 mm |
| W | 106 mm |
| L_{slot} | 10 mm |
| W_{slot} | 5 mm |
| h | 1.6 mm |
| FR4 | $\epsilon_r=4.4 \quad \tan \delta=0.02$ |

Tableau 3-2. Caractéristiques du patch nominal alimenté par fente

La résistance et la réactance simulées sont données dans les Figures 3-22(a) et 3-22(b) respectivement avec L_{slot} variant entre 10 et 40 mm, par paliers de 10mm. On constate une diminution de la fréquence de résonance lorsque L_{slot} augmente. Cela résulte de l'augmentation de la longueur moyenne parcourue par le courant sur le patch liée à l'allongement de la fente. La valeur maximale de résistance augmente avec L_{slot} ainsi que les valeurs extrêmes prises par la réactance. On a donc une intensité de couplage qui augmente avec la longueur de fente (surcouplage). On note que la réactance est purement inductive pour des longueurs de fente égales à 10 et 20mm respectivement.



(a) Résistance de l'antenne



(b) Réactance de l'antenne

Figure 3-22. Variation de l'impédance de l'antenne avec L_{slot}

3.3.2 Influence de W_{slot}

Afin de travailler dans la bande européenne 865-868 MHz, on fixe L_{slot} à 20mm et L est diminuée à 79.7mm. On fait varier W_{slot} entre 3 et 9mm par pas de 3mm et on observe l'influence sur les courbes d'impédance sur la Figure 3-23. L'allongement des lignes de courant avec l'augmentation de W_{slot} produit un décalage en fréquence moins flagrant que pour L_{slot} (5MHz pour chaque valeur). L'augmentation de W_{slot} et donc de la surface totale de la fente produit une hausse de la valeur résistive comme le montre la Figure 3-23(a), variation similaire à celle observée précédemment dans l'étude de L_{slot} . Les valeurs extrêmes prises par la réactance augmentent avec W_{slot} . La réactance devient plus inductive avec l'augmentation de W_{slot} et conserve une valeur positive dans toute la plage étudiée.

On note finalement une augmentation de la résistance et de la réactance de l'antenne et une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de la surface de la fente. Pour les ajustements fins du niveau de réactance, le paramètre W_{slot} sera utilisé. Cette largeur de fente aura aussi un impact sur le couplage avec le module Mutrak dans la partie suivante.

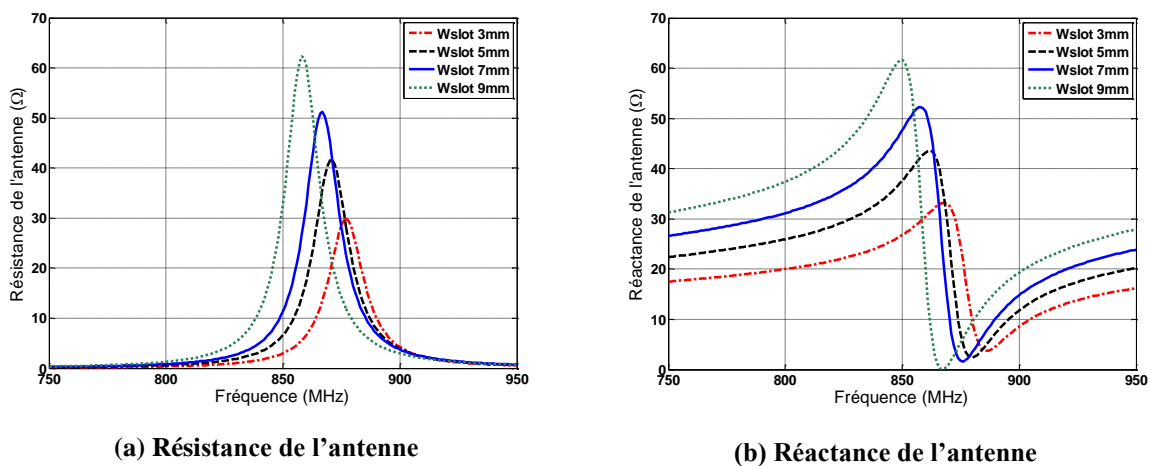


Figure 3-23. Variation de l'impédance de l'antenne avec W_{slot}

3.3.3 Influence de l'épaisseur du substrat (h)

On fixe $L_{\text{slot}}=20\text{mm}$ et $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$. Les épaisseurs sont comprises entre 1 et 2.5mm par paliers de 0.5mm. Nous voyons sur la Figure 3-24 que l'influence de l'épaisseur du substrat sur la fréquence de résonance est assez faible avec un décalage de 14 MHz dans la gamme de variation de h. La résistance augmente de seulement 5Ω et la réactance d'une dizaine d'ohms quand h passe de 1 à 2.5mm. Physiquement ce dernier changement s'explique par le fait que la capacité est inversement proportionnelle à l'épaisseur entre les plaques. En revanche, à fréquence fixe, les variations d'impédance peuvent être très sensibles (facteur 2).

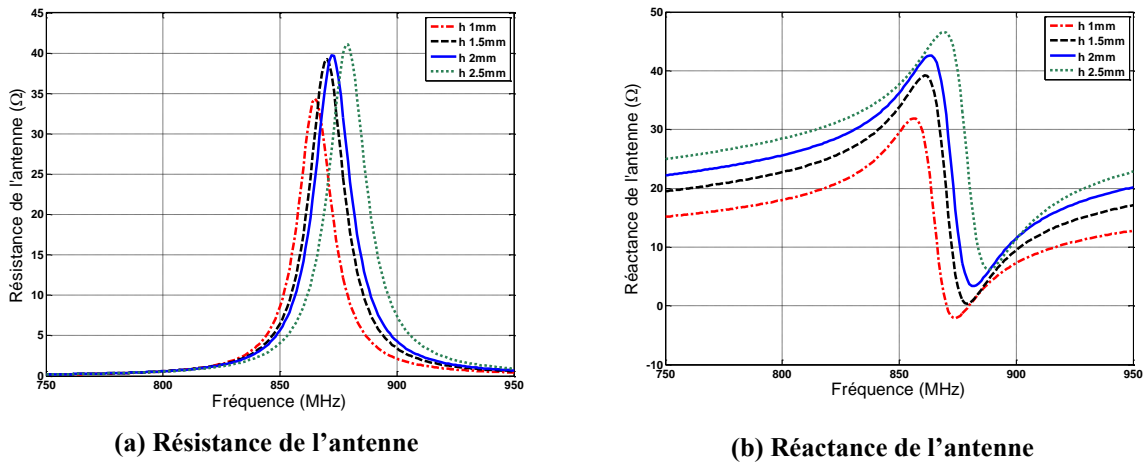


Figure 3-24. Variation de l'impédance de l'antenne avec l'épaisseur du substrat

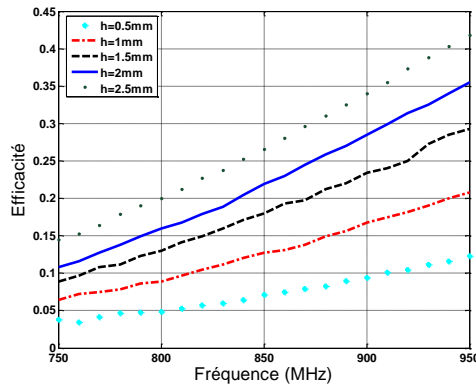


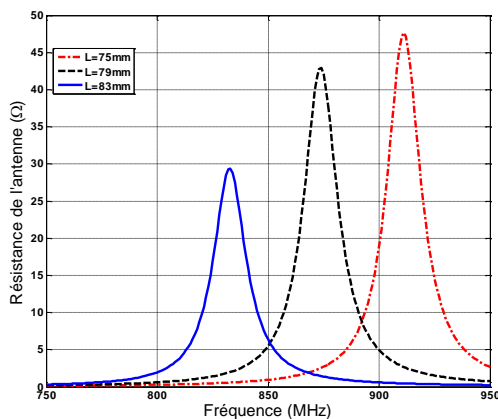
Figure 3-25. Variation de l'efficacité de l'antenne avec l'épaisseur

La Figure 3-25 donne l'efficacité pour différentes valeurs de h. On observe une augmentation quasi linéaire de l'efficacité avec la fréquence et avec l'épaisseur pour la gamme de variation de h étudiée. A 900 MHz, l'efficacité chute de 35% à 10% lorsque l'épaisseur de FR4 passe de 2.5mm à 0.5mm. Pour nos études nous allons conserver une

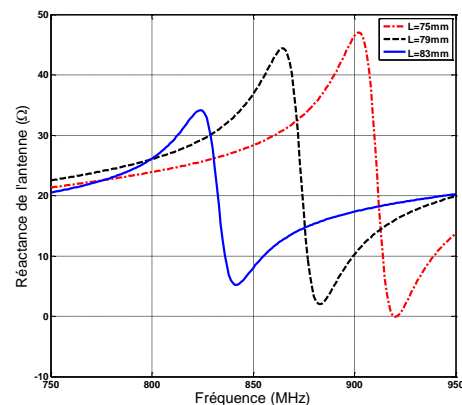
valeur “moyenne” parmi celles données ci-dessus correspondant à une valeur existante dans le commerce ($h=1.6\text{mm}$).

3.3.4 Influence des dimensions du patch

On fait varier la longueur L et la largeur W . Les résultats attendus sont évidemment connus mais cette étude permet de fixer les idées pour un réglage ultérieur de la structure incluant le module Mutrak. Pour la longueur L , la Figure 3-26 indique qu’une variation de $\pm 4\text{mm}$ autour de la longueur nominale correspond à une variation de $\pm 25\text{MHz}$ de la fréquence de résonance. Une réduction du pic de résistance est aussi observée avec l’augmentation de L ainsi qu’une diminution des extrema de la partie réactive, le niveau inductif moyen restant le même. D’autre part la Figure 3-27 indique que le décalage en fréquence produit par une variation importante $\pm 4\text{mm}$ du paramètre W est faible (quelques ohms et quelques MHz) donc que la tolérance par rapport à cette dimension est forte.

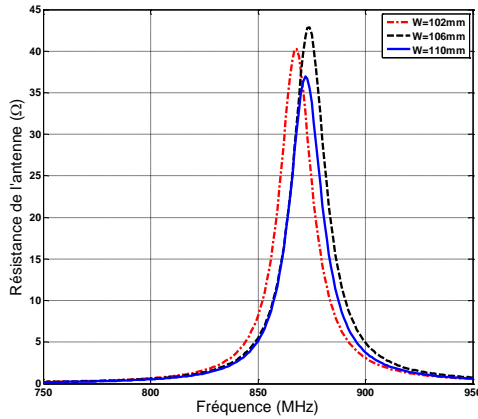


(a) Résistance de l’antenne

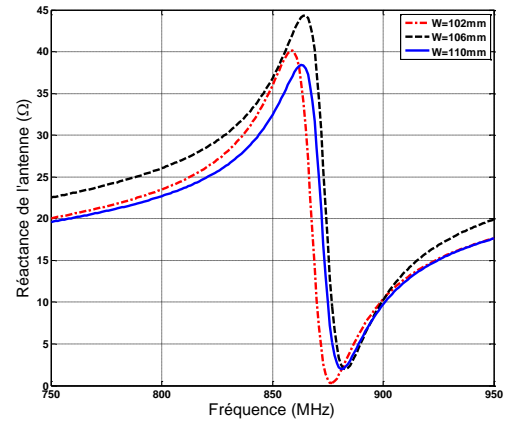


(b) Réactance de l’antenne

Figure 3-26. Variation de l’impédance de l’antenne avec L



(a) Résistance de l'antenne

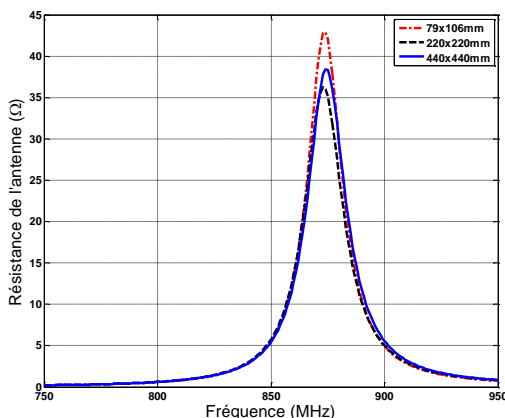


(b) Réactance de l'antenne

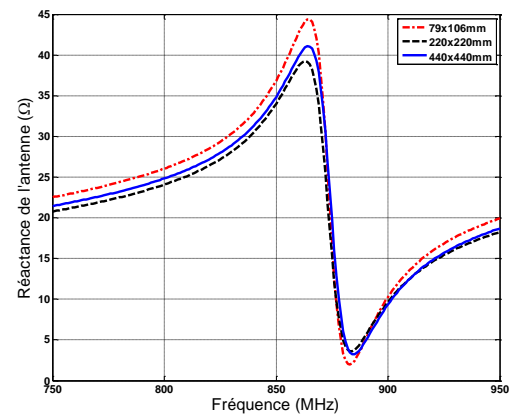
Figure 3-27. Variation de l'impédance de l'antenne avec W

3.3.5 Influence des dimensions du plan métallique

Dans notre approche, on suppose que le tag est métallisé sur sa face arrière. Cette métallisation constitue le plan de masse limité de l'antenne tag. Le tag sera ensuite placé sur une surface métallique (étagère, poutre, container) qui constituera une extension du plan de masse du tag. Il est préférable que le tag soit insensible aux dimensions de son support. Par exemple dans l'hypothèse où le tag serait placé dans l'angle du support. Ou si la métallisation, la surface totale ou la distance au support sont variables. On contrôle donc ici que le plan de masse de l'antenne est suffisamment grand pour limiter les perturbations du support.



(a) Résistance de l'antenne



(b) Réactance de l'antenne

Figure 3-28. Variation de l'impédance de l'antenne avec la surface du plan métallique

Dans la Figure 3-28, la surface du plan de masse est élargie en considérant que sa valeur nominale est celle du patch (patch et plan de masse de mêmes dimensions 79mmx106mm). Nous voyons que l'élargissement du plan métallique a peu d'influence sur la fréquence de résonance de l'antenne. Avec l'élargissement à 440x440mm, le pic de résistance augmente d'environ 6Ω , les extrema de réactance chutent de 6Ω tandis que la réactance reste constante à la fréquence de résonance (une vingtaine d'ohms à 868 MHz). On conclut donc que les dimensions réelles du support métallique pourront être prises en compte pour affiner la conception mais que les valeurs d'impédance d'un tag entièrement métallisé à l'arrière sont une bonne estimation des valeurs en présence d'un support.

On résume dans le Tableau 3-3 l'influence des paramètres géométriques, sur la fréquence de résonance et l'impédance pour les gammes de variation considérées.

| Paramètre | variation | f_r | Impédance |
|-----------------|--------------------|---------|-----------|
| L_{slot} | 10-40mm | Forte | Forte |
| W_{slot} | 2-9mm | Moyenne | Moyenne |
| Epaisseur h | 1-2.5mm | Moyenne | Moyenne |
| L | 75-83mm | Forte | Forte |
| W patch | 102-110mm | Faible | Faible |
| Plan métallique | 79x106mm-400x400mm | Nulle | Faible |

Tableau 3-3. Influence des différents paramètres de la structure proposée sur l'impédance et f_r

3.4 Insertion du Mutrak dans la fente d'excitation

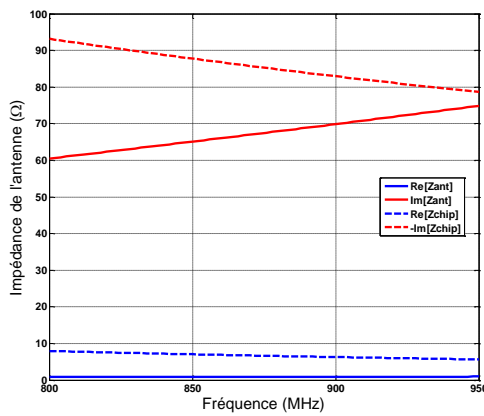
Une fois analysée l'influence des paramètres géométriques de base, l'étape suivante est d'insérer le Mutrak dans la fente d'excitation et d'optimiser le couplage avec l'antenne. En plus de l'impédance que présente la structure boucle+antenne sur les accès du chip, on s'intéressera au gain de l'antenne, à l'adaptation et surtout à la distance de lecture (RR) qui est l'indicateur ultime de performance.

Comme point de départ, le Mutrak est placé au centre de la fente (comme le "lumped port" de la partie précédente). Les dimensions de l'antenne sont fixées arbitrairement comme indiqué dans le Tableau 3-4.

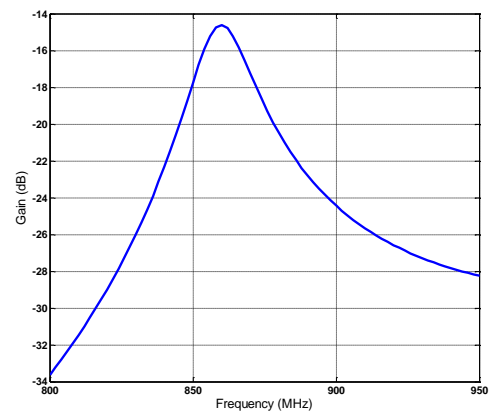
| Paramètre | Dimension |
|-------------------|-------------------------------------|
| L | 79.7 mm |
| W | 106 mm |
| L_{slot} | 20 mm |
| W_{slot} | 5 mm |
| h | 1.6 mm |
| FR4 | $\epsilon_r=4.4$ $\tan \delta=0.02$ |
| Plan métallique | 320mm x 424mm |

Tableau 3-4. Géométrie de l'antenne Tag

Les résultats en terme d'impédance, gain, adaptation et RR sont donnés dans les figures suivantes :

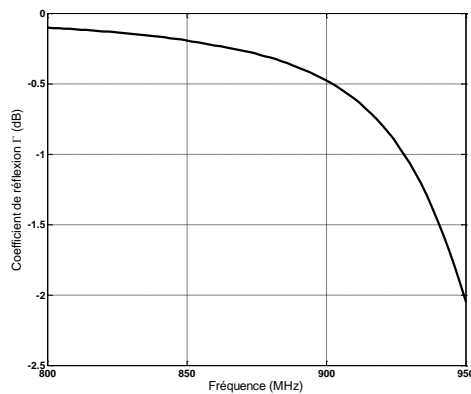


(a) Impédance de l'antenne et impédance conjuguée du chip

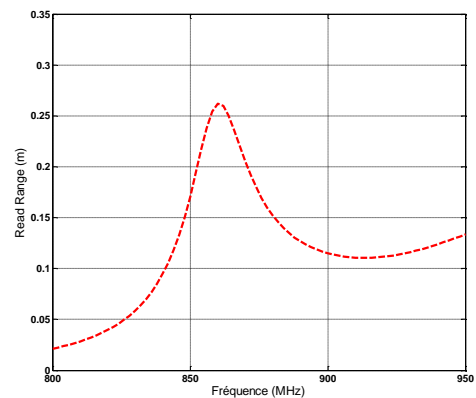


(b) Gain de l'antenne

Figure 3-29. Impédance et gain de l'antenne avec le Mutrak



(a) Adaptation entre l'antenne et le chip



(b) RR du tag

Figure 3-30. Adaptation du tag et read range

Au niveau de l'impédance, on retrouve essentiellement la réponse de la boucle du Mutrak. Le couplage avec l'antenne est limité puisque l'impédance de la boucle est très peu modifiée par la présence de l'antenne. Il en résulte une forte disparité entre l'impédance présentée au chip et l'impédance conjuguée du chip donc une très mauvaise adaptation. Le gain du tag a un maximum de -14.8dB à 858MHz. Combinée à l'adaptation médiocre, la structure présente une distance maximale de lecture théorique très faible de 25 cm pour une puissance d'émission de 28dBm.

Le résultat précédent peut s'expliquer comme suit : la boucle du Mutrak se couple magnétiquement à la fente d'excitation du patch. Le Mutrak doit donc être placé sur un maximum de courant magnétique (ou de champ magnétique tangentiel). Or une fente présente un maximum de courant magnétique à proximité de ses extrémités et un minimum au centre (là où était placé le Mutrak). On s'attend donc à une amélioration en déplaçant le Mutrak en bout de fente, ce qui va être effectué dans la partie suivante.

3.4.1 Influence de l'emplacement du Mutrak

On considère dans cette partie deux positions. La première est à 3.5 mm du centre de la fente et la deuxième à 7mm, en prenant comme référence le centre du Mutrak comme indiqué sur la Figure 3-31.

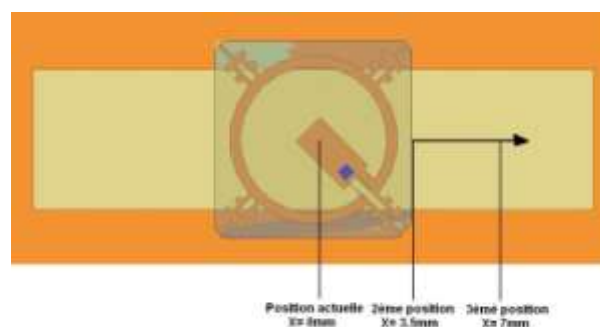
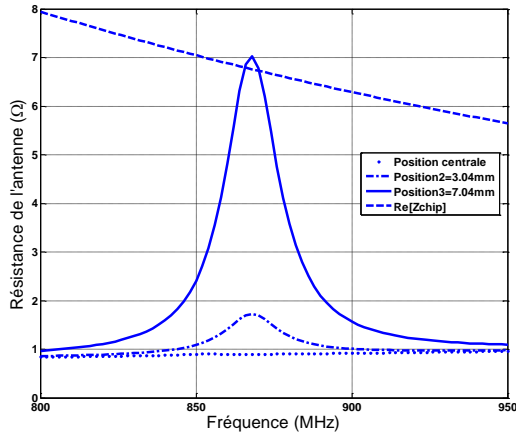
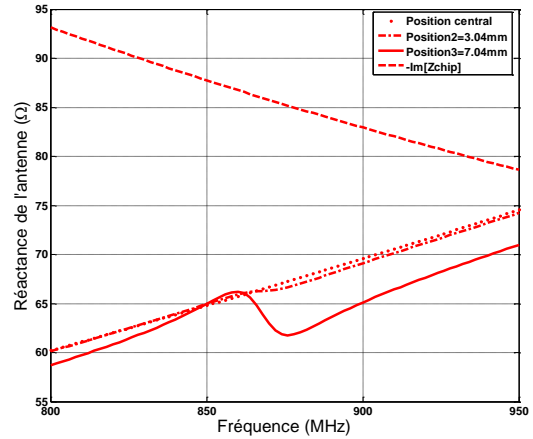


Figure 3-31. Déplacement du Mutrak au long de la fente d'excitation avec les 3 positions considérées

On observe sur les Figures 3-32 (a) et (b) l'influence prépondérante de la position du module sur l'impédance.



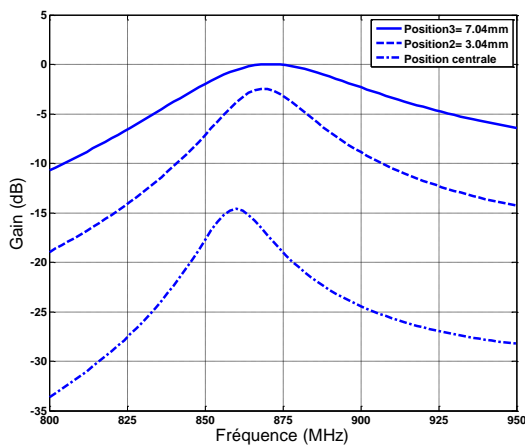
(a) Résistance de l'antenne



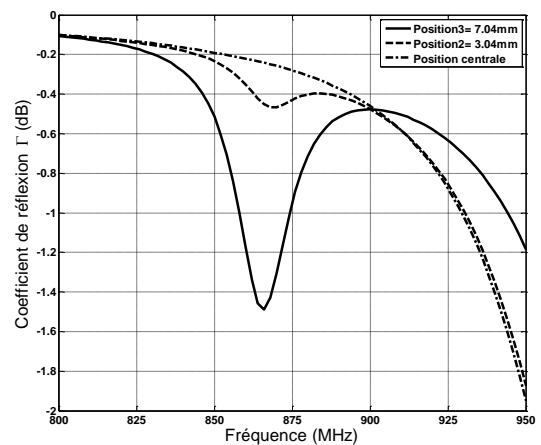
(b) Réactance de l'antenne

Figure 3-32. Variation de l'impédance de l'antenne vis à vis l'emplacement du Mutrak

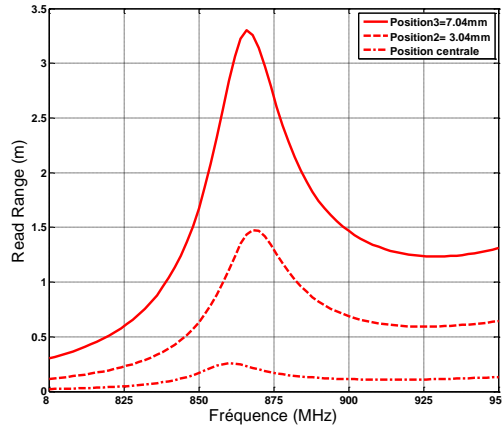
On a une augmentation de la partie résistive à la fréquence de résonance quand le Mutrak s'éloigne du centre de la fente. La position 7mm permet d'égaliser la résistance ramenée par le Mutrak à l'impédance du chip ce qui favorise l'adaptation antenne-chip. Pour la partie imaginaire, même si la résonance est plus prononcée pour la position 7mm, l'écartement par rapport à la réactance conjuguée du chip est toujours d'environ 20Ω . L'augmentation de la résistance de notre antenne se traduit aussi par une hausse de l'efficacité, qui passe de 0.1% pour la position centrale à 18% avec la position 7mm. L'évolution des autres paramètres en fonction de la position du Mutrak est indiquée dans la Figure 3-33.



(a) Gain de l'antenne tag



(b) Coefficient de réflexion entre l'antenne et le chip



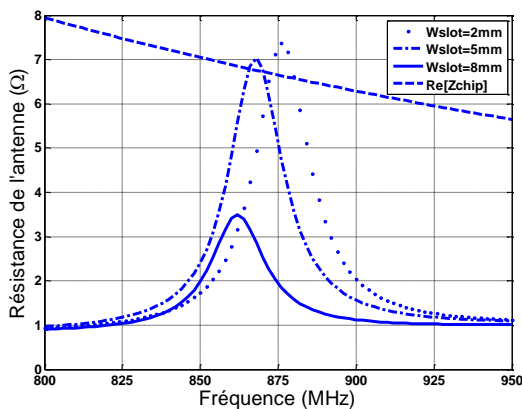
(c) Distance de lecture

Figure 3-33. Evolution des caractéristiques et performances du tag en fonction de l'emplacement du Mutrak

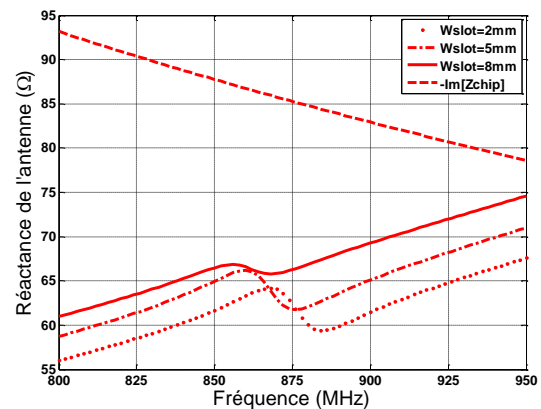
On constate une claire amélioration avec un gain qui remonte de $G=-16\text{dB}$ pour la position centrale à 868 MHz à $G=0\text{dB}$ pour la position 7mm en extrémité de fente. Une adaptation optimale de -1.5 dB est obtenue. Même si cette valeur peut encore être optimisée, il s'agit d'une forte amélioration qui rajoutée à celle du gain conduit à une augmentation sensible de la distance de lecture jusqu'à 3.25m pour une puissance du lecteur de 28dBm .

3.4.2 Influence de la largeur de fente W_{slot}

Afin d'améliorer le couplage entre le Mutrak et l'antenne, on va faire varier la largeur de la fente avec des variations de 3mm autour de la valeur nominale $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$. La variation d'impédance est donnée dans la Figure 3-34.



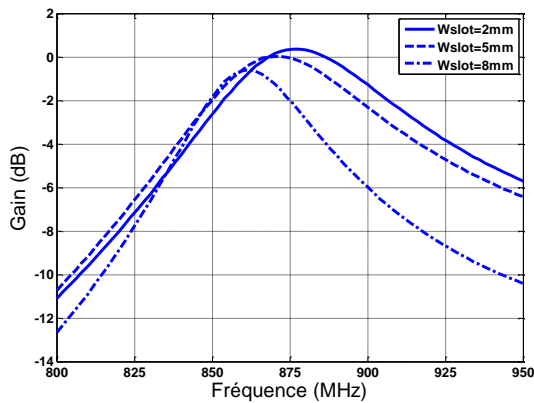
(a) Résistance de l'antenne



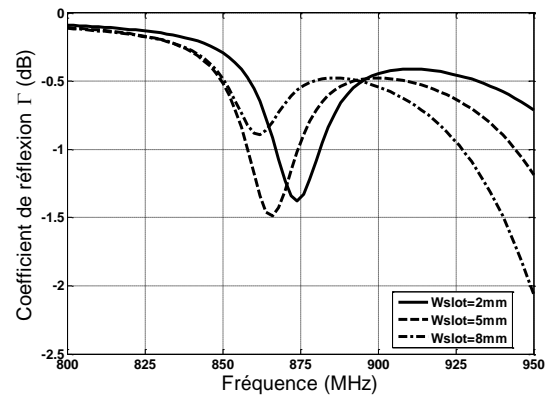
(b) Reactance de l'antenne

Figure 3-34. Evolution de l'impédance de l'antenne avec la variation de W_{slot}

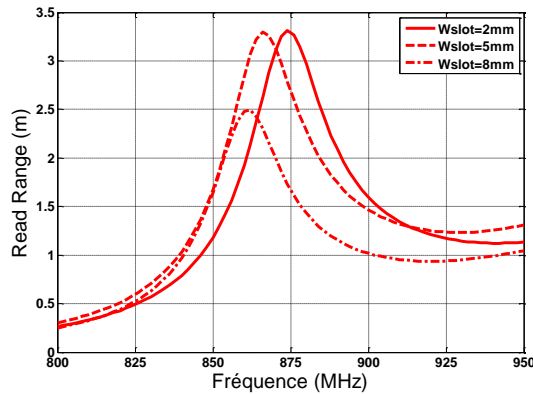
On retrouve l'influence sur la résonance de la structure de la largeur de fente observée dans la partie précédente, soit une diminution de f_r quand W_{slot} augmente. Une largeur de 8mm permet d'augmenter légèrement la réactance et de se rapprocher de l'impédance conjuguée du chip. Malheureusement, cette largeur produit également une diminution de la résistance d'entrée (environ $3\ \Omega$ au lieu de $7\ \Omega$ pour $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$). On note que $W_{\text{slot}}=2\text{mm}$ conduit à une réactance et une résistance similaires à $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$, avec une résonance décalée vers 875MHz. Le choix de la largeur finale de la fente va donc résulter des autres paramètres donnés dans les Figures 3-35(a), 3-35(b) et 3-35(c).



(a) Gain de l'antenne tag



(b) Coefficient de réflexion entre l'antenne et le chip



(c) Distance de lecture

Figure 3-35. Evolution des caractéristiques et performances du tag en fonction de la variation de W_{slot} .

On obtient des performances très similaires pour 2mm et 5 mm. Le pic de gain pour $W_{\text{slot}}=2\text{mm}$ est supérieur de 0.3dB mais décalé en fréquence à 875 MHz. Pour l'adaptation, la meilleure valeur à 868 MHz est obtenue pour $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$ avec le même décalage fréquentiel pour $W_{\text{slot}}=2\text{mm}$.

On pourrait fixer $W_{\text{slot}}=2\text{mm}$ et accorder l'antenne en élargissant notre patch. Cependant les dimensions minimales du patch restent le critère prédominant pour le moment et les performances pour 2mm et 5mm sont trop proches pour espérer une amélioration sensible de distance de lecture. On conserve donc dans la suite une distance de lecture de référence de 3.3m avec $W_{\text{slot}}=5\text{mm}$.

On conclut qu'une distance de lecture intéressante de 3.3 m est envisageable pour une position optimisée du Mutrak dans la fente et une largeur de fente de 5mm. Une augmentation de la réactance de l'antenne permettrait une amélioration de l'adaptation donc de la distance de lecture. A priori, la réactance semble d'abord fixée par les caractéristiques de la boucle de couplage du Mutrak. Or, les concepteurs du Mutrak ont fixé un diamètre de boucle permettant une résonance avec le chip (définie comme l'annulation de la réactance totale) à 915 MHz ce qui limite la réactance à 868 MHz. Or une augmentation suffisante de la réactance de la structure (boucle+fente+patch) ne semble pas possible avec les dimensions de patch considérées pour annuler la réactance totale à 868 MHz. Un module adapté à la bande de fréquence permettrait une distance de lecture très supérieure. On verra plus loin que la version miniature du tag permet l'adaptation grâce à des valeurs plus élevées de réactance d'antenne.

A l'issue de cette partie, il apparaît finalement que le mécanisme de couplage entre la boucle et le patch alimenté par fente a été bien compris et optimisé.

3.5 Réalisation et mesures

On réalise l'antenne conçue dans la partie précédente. Les Figures 3-36 et 3-37 montre une photographie de l'antenne réalisée avec et sans Mutrak.



Figure 3-36. Patch réalisé sans Mutrak



Figure 3-37. Patch réalisé avec Mutrak

Le dispositif de mesures est similaire à celui montré dans le chapitre 2. Le balayage en puissance du lecteur va de 10dBm à 31.5dBm (puissance maximale autorisée). A chaque niveau de puissance, le tag a été éloigné du lecteur jusqu'à détermination de la distance maximale de lecture.

Dans la Figure 3-38, on voit le tag placé sur la plaque métallique de dimensions (294.5mm x 198.5mm x 1.8mm) utilisée pour les mesures de RR.

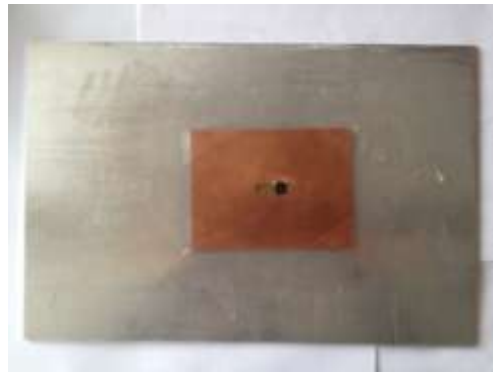


Figure 3-38. Montage du tag sur une surface métallique

Afin d'éviter les interférences dues aux multi trajets, nous avons considéré les distances de lecture obtenues avec les valeurs des puissances les plus faibles et nous avons extrapolé les résultats pour les hautes puissances avec la formule de Friis déjà mentionnée. Les résultats sont montrés dans la Figure 3-39.

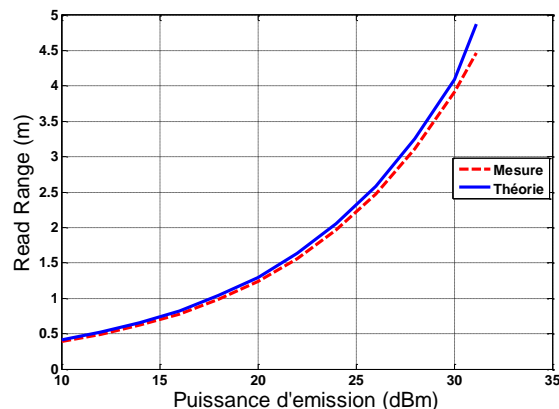


Figure 3-39. Comparaison entre les distances de lecture (théorie et mesure) en fonction de la puissance

On observe un excellent accord entre les courbes expérimentales et théoriques. La Figure 3-40 donne la distance de lecture en fonction de la fréquence. La courbe expérimentale est obtenue avec le Tagformance system de Voyantic [VOY] et les calculs théoriques en appliquant la relation de Friis.

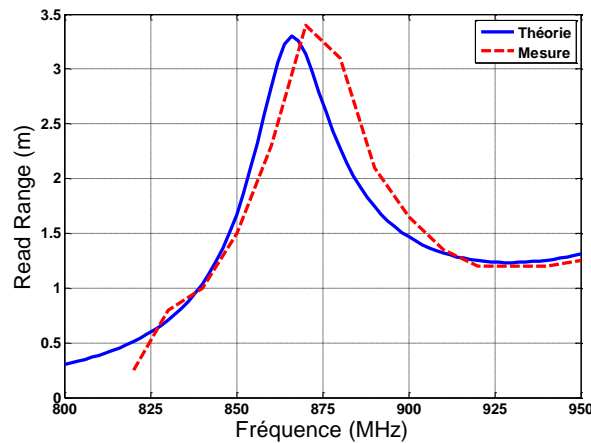


Figure 3-40. Comparaison théorie vs mesure de la distance de lecture en fonction de la fréquence

On a un bon accord théorie-mesure avec une courbe expérimentale décalée de 5 MHz vers les hautes fréquences. Ceci peut être dû à une petite différence de permittivité effective (ϵ_r) entre la valeur utilisée dans les simulations et celle du FR4 de l'antenne réalisée. Une distance de lecture égale maximale de 3.4m a été obtenue.

Les mesures confirment qu'un patch d'épaisseur 1mm, excité par fente, couplé au Mutrak et possédant un plan de masse de mêmes dimensions que le patch constitue une bonne antenne pour tags RFID en présence de surfaces métalliques. Malgré l'utilisation d'un substrat de faible qualité comme le FR4, on obtient une distance de détection dans la moyenne des tags de la littérature mentionnés au début de ce chapitre.

Le nouveau challenge est à présent de minimiser la surface de notre tag, avec un substrat inchangé et en conservant les performances du premier tag réalisé. Ceci fait l'objet de la partie suivante.

3.6 Miniaturisation de l'antenne patch excitée par une fente

Un encombrement réduit du tag est souvent un atout lorsque la taille des éléments à identifier est faible (exemple : bijou). C'est de toutes façons, à performances égales, un critère de décision important de l'utilisateur final.

Dans cette partie, nous analysons plusieurs stratégies de miniaturisation en tentant de conserver une distance de lecture au moins similaire à celle obtenue avec le tag réalisé au 3.5 et en s'interdisant l'utilisation du vias pour des raisons de facilité de fabrication.

On résume au préalable dans le Tableau 5 les caractéristiques du tag réalisé, les performances étant calculées à la fréquence de travail 868 MHz.

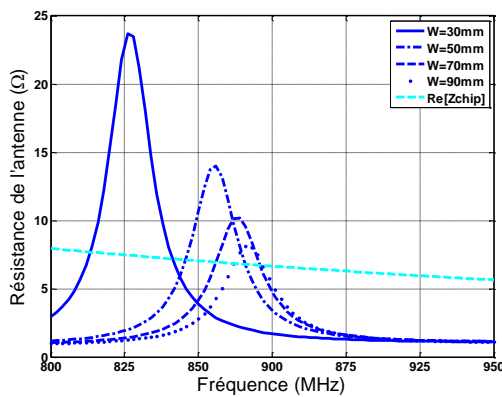
| Paramètre | Dimension | Résultat | Valeur |
|--|---|--------------------|-----------------------------|
| $L \times W$ | 79.7 mm x 106 mm | Impédance d'entrée | $7 + j 67 \Omega$ (théorie) |
| $L_{\text{slot}} \times W_{\text{slot}}$ (fente) | 20 mm x 5 mm | Gain | 0 dB (théorie) |
| h | 1.6 mm | Efficacité | 17% (théorie) |
| FR4 | $\epsilon_r=4.4 \quad \tan \delta=0.02$ | Adaptation | -1.49 dB (théorie) |
| | | RR | 3.4 m (mesuré) |

Tableau 3-5. Caractéristiques de l'antenne réalisée et ses performances théoriques et mesurées

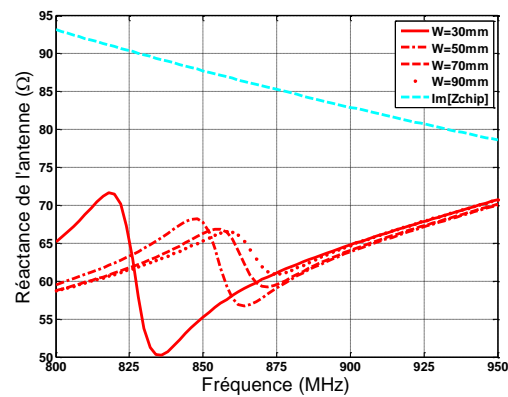
Nous allons tout d'abord réduire les dimensions L et W et observer les effets sur l'impédance, l'adaptation, le gain et le RR. Dans un deuxième temps on jouera sur les caractéristiques de la fente pour améliorer l'adaptation de l'antenne réalisée.

3.6.1 Modification des dimensions W et L

Nous avons constaté dans le §3.3 qu'une réduction de la largeur du patch W a un impact moindre que sa longueur L sur l'impédance et la fréquence de résonance. Les Figures 3-41(a) et 3-41(b) montrent l'évolution de la résistance et la réactance en fonction de W dans le cas de l'excitation par le Mutrak.



(a). Résistance de l'antenne



(b). Réactance de l'antenne

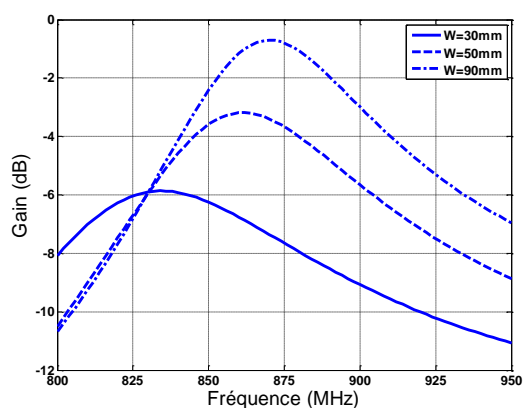
Figure 3-41. Variation de l'impédance de l'antenne avec W

$W=90\text{mm}$ donnant des résultats très proches de la valeur nominale $W=106\text{mm}$, elle va constituer la référence de largeur pour la suite. On constate qu'en réduisant W de 90mm à 30mm, la fréquence de résonance diminue tandis que l'amplitude des pics de résistance et de réactance augmente.

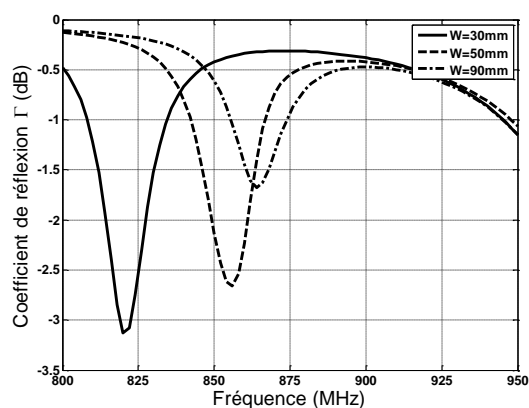
Une augmentation du pic de réactance favorise la diminution de l'écart avec la réactance conjuguée du chip. En conséquence, une amélioration de l'adaptation est logiquement attendue même si son décalage en fréquence doit être compensé par une méthode à définir.

En revanche, l'augmentation de la résistance dans la Figure 3-41(a) dégrade l'adaptation car le maximum des courbes s'éloigne de la résistance du chip.

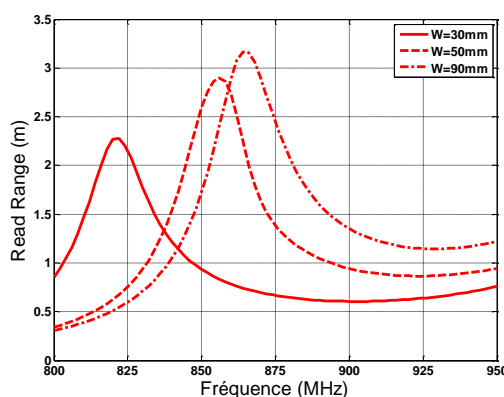
En observant les graphiques, nous remarquons que les courbes correspondant à 90mm et 70mm sont proches. Par souci de clarté des figures, nous ne considérerons donc pas dans la suite le cas $W=70\text{mm}$ mais uniquement $W=90, 50$ et 30mm.



(a). Gain de l'antenne



(b). Adaptation antenne-chip



(c). Distance de lecture – RR (RR)

Figure 3-42. Variations des performances de l'antenne en fonction de la réduction du paramètre W

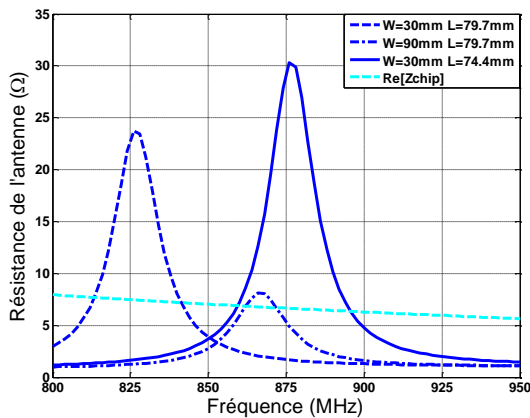
On constate sur les Figures 3-42(a) et 3-42(b) qu'une diminution de W entraîne une diminution du gain (les surfaces des ouvertures équivalentes étant réduites) mais que l'adaptation s'améliore. Les fréquences des pics de gain correspondent également aux minima d'adaptation. On constate finalement sur la Figure 3-42(c) qu'on a globalement une chute de distance de lecture quand W diminue, avec des maxima correspondant aux fréquences d'adaptation.

En résumé de cette analyse, une compilation des résultats est donnée dans le Tableau 3-6.

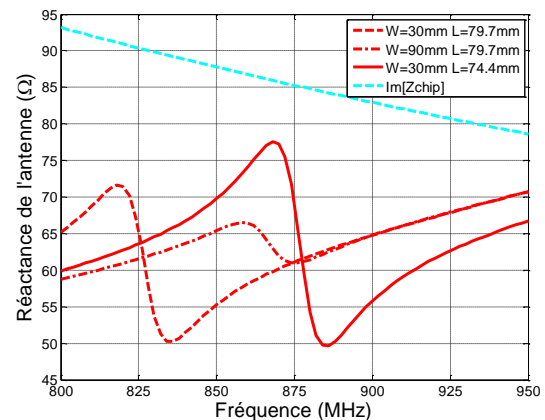
| W (mm) | Z_{in} (Ω) @868MHz | f_r (MHz) $R_{max}[Z_{in}]$ | $Gain_{max}/f_1$ (MHz) | Γ_{max}/f_2 (MHz) | RR/f_3 (MHz) |
|----------|----------------------------------|----------------------------------|---------------------------|-----------------------------|----------------|
| 90 | $8.12+j63.54$ | 867 | -0.72dB/870 | -1.67dB/864 | 3.16m / 867 |
| 50 | $14+j60.5$ | 856 | -3.18dB/862 | -2.65dB/856 | 2.89m / 856 |
| 30 | $23.7+j60$ | 826 | -5.85dB/834 | -3.12dB/820 | 2.2m / 827 |

Tableau 3-6. Résultats obtenus avec la variation de W

Dans ce Tableau, on constate que les maxima ne se produisent pas aux mêmes fréquences. Dans l'objectif de miniaturisation, on va conserver $W=30$ mm puisque les performances en adaptation sont très correctes, Une réduction de L de 79.7mm à 75.3mm permet alors de décaler la fréquence de résonance vers 868MHz comme on le voit sur la Figure 3-43.



(a). Résistance de l'antenne



(b). Réactance de l'antenne

Figure 3-43. Variation de l'impédance avec la réduction de W et la correction de la longueur résonante L

Les 3 courbes de la Figure 3-43 correspondent aux tags suivants :

- Tag 1 avec $W=90$ mm ;
- Tag 2 avec une réduction de W à 30mm et $L=79,7$ mm inchangé

- Tag 3 avec une réduction de **W** à 30mm et **L**=74,4mm modifié pour une résonance à 868 MHz.

Après cette double réduction de dimensions, on obtient une augmentation de l'amplitude de l'impédance (réelle et imaginaire) par rapport à l'antenne initiale. Comme mentionné précédemment, le fait que la valeur de résistance à la résonance s'éloigne de celle du chip est négatif pour l'adaptation. En revanche, la diminution de l'écart entre les réactances de l'antenne et du chip améliore l'adaptation. Notons que la résonance du Tag 3 a été positionnée au dessus de 868 MHz. L'impédance à 868 MHz est $8.12+j63.5\Omega$ pour le Tag 1 alors qu'elle est égale à $15.7+j77.5\Omega$ pour le Tag 3. Une comparaison en gain, adaptation et distance de lecture entre les trois tags est donnée dans la Figure 3-44.

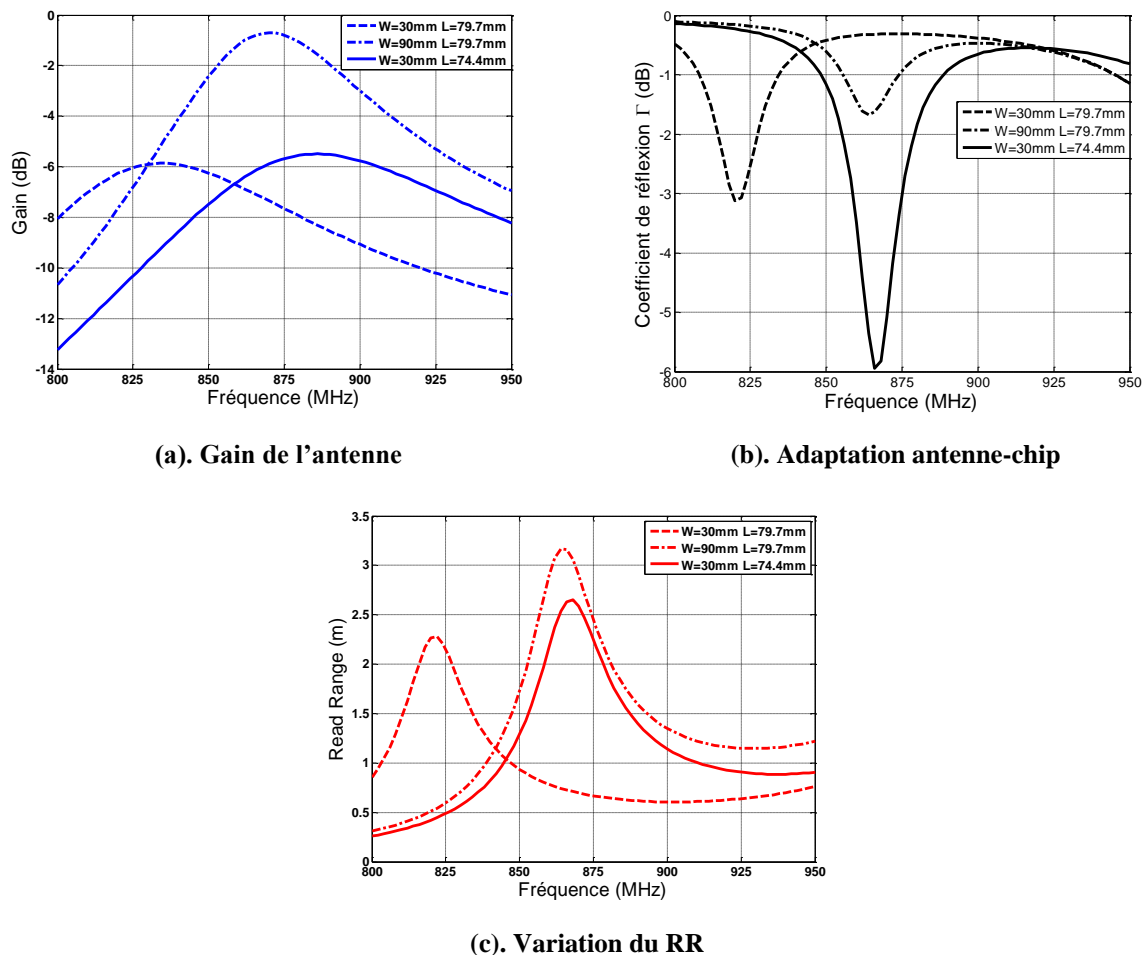


Figure 3-44. Variation des performances avec la réduction de W et la correction de la longueur résonante L

La Figure 3-44(a) montre que le maximum de gain est décalé et faiblement augmenté en passant du Tag 2 au Tag 3. Par rapport au Tag 1, le gain du Tag 3 est réduit de 5dB. En

revanche, l'adaptation du Tag 3 est supérieure à celle du Tag 1 à 868 MHz. L'efficacité du Tag 3 est de 6.3% contre 18% pour le Tag 1. La distance de lecture diminue de seulement 50cm par rapport au Tag 1, car l'amélioration d'adaptation permet de compenser la chute de gain produite par la réduction conséquente de surface.

Un aspect important est le fait que le RR maximum ne se produit pas à la fréquence de résonance de l'antenne 876MHz, mais à la fréquence correspondant au maximum de la réactance à 868MHz, comme observé en comparant les courbes des Figures 38(c) et 37(b).

On peut vérifier sur la Figure 3-43(a) qu'à la fréquence du RR maximum, la résistance de l'antenne est inférieure à celle obtenue pour le pic de la résonance de l'antenne à 876 MHz. En conséquence, la résistance de l'antenne se rapproche de celle du chip. L'addition de cet effet avec celui de la réactance maximale conduit à une amélioration significative de l'adaptation. Ce résultat indique qu'il faut ajuster la fréquence de résonance de l'antenne légèrement au-dessus de la fréquence de travail afin de favoriser l'adaptation sur la partie réactive.

Une diminution de 75% de la surface initiale a été réalisée en passant d'une structure de 8480mm² à seulement 2232mm². Dans la suite du chapitre, les dimensions **L** et **W** restent les valeurs optimisées précédentes. On va tenter de jouer sur les dimensions et la position de la fente pour améliorer l'adaptation.

3.6.2 Ajustement des dimensions de la fente

Avant de commencer l'étude paramétrique sur la fente, on donne sur la Figure 3-45 la géométrie du tag à l'issue de la miniaturisation effectuée dans la partie précédente, le Tableau 3-7 détaillant les dimensions.

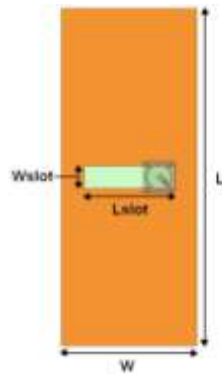


Figure 3-45. Tag miniaturisé à l'issue de la réduction de W et L

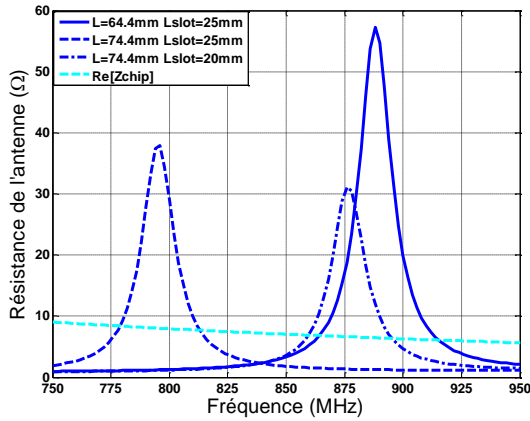
| Paramètre | Valeur |
|-------------------|--------|
| L | 74.4mm |
| W | 30mm |
| L_{slot} | 20 mm |
| W_{slot} | 5 mm |
| h | 1.6 mm |

Tableau 3-7. Paramètres du tag après miniaturisation de W et L

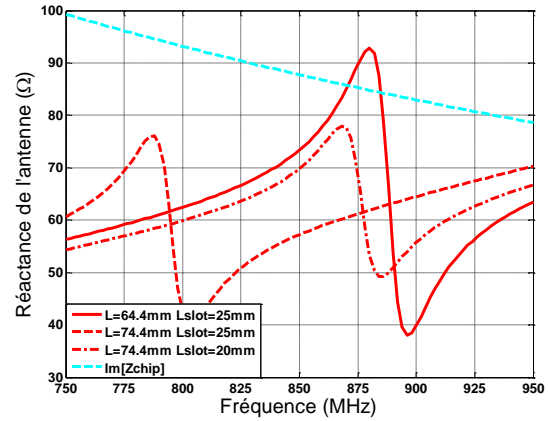
3.6.3 Variation de L_{slot}

Les variations de la longueur de fente ont été étudiées en §3.3.1 dans le cas d'un lumped port. Une augmentation de ce paramètre rallonge les lignes de courant sur le patch, en conséquence la fréquence de résonance diminue. Nous avons vu que cette augmentation produisait une hausse des amplitudes de la résistance et de la réactance. Notre objectif est d'abord d'augmenter la valeur de réactance pour améliorer l'adaptation, et ce même si l'augmentation de résistance se fait au détriment de l'adaptation. En effet, les valeurs de résistance étant plus faibles que les valeurs de réactances, c'est la condition d'adaptation sur les parties imaginaires d'impédance qui va dominer.

Comme la largeur de patch W est fixée à 30mm, les variations possibles de L_{slot} sont limitées. On allonge L_{slot} de 20 à 25mm et on corrige le décalage fréquentiel de résonance résultant par une réduction de la longueur de patch L . Les résultats sont donnés dans les Figures 3-46(a) et 3-46(b).



(a). Résistance de l'antenne

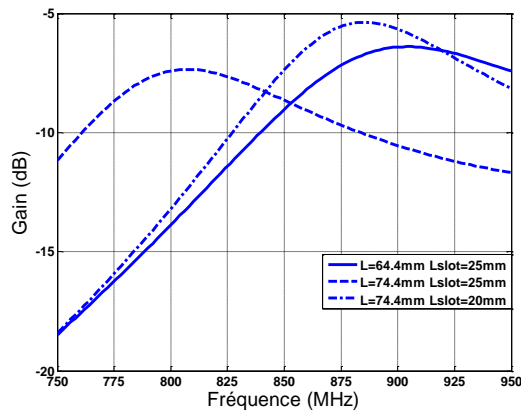


(b). Réactance de l'antenne

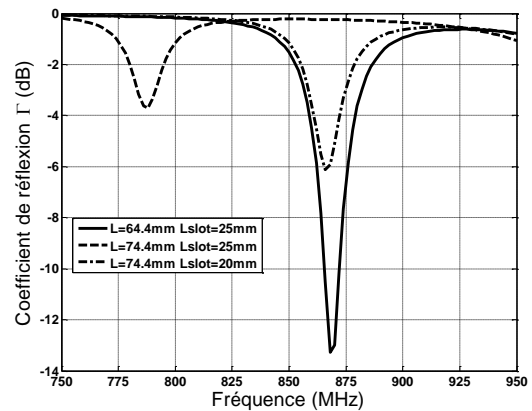
 Figure 3-46. Variation de l'impédance avec l'augmentation de L_{slot} et correction de la longueur L

L'allongement de la fente provoque un décalage de 92 MHz vers les basses fréquences. Après réduction de la longueur du patch, on obtient une résonance autour de 880 MHz avec une hausse du pic de résistance et de la valeur maximale de la réactance. Le choix de L permet d'avoir un maximum en réactance proche de $-Im_{[chip]}$ à 868 MHz donc de respecter la condition d'adaptation sur les parties imaginaires d'impédance.

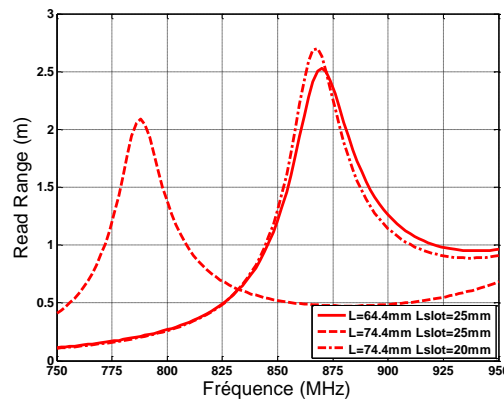
On note que la résistance de l'antenne à 868 MHz est inférieure à celle de l'antenne initiale avec $L_{slot}=20mm$, et se rapproche de la résistance du chip. Les courbes de la Figure 3-47 comparent les performances de l'antenne pour L_{slot} 20mm et $L=74.4mm$ et celles pour $L_{slot}=25mm$ et $L=64.4mm$.



(a). Gain de l'antenne



(b). Adaptation antenne-chip



(c). Variation du RR

Figure 3-47. Variation des performances avec l'augmentation de L_{slot} et la correction de L

La valeur du RR chute de 20 cm avec l'augmentation de L_{slot} et la réduction de L . Ceci résulte de la chute de gain de presque 2 dB (de -5.87 à -7.6 dB voir Figure 3-47(a)) qui n'est pas compensée par la sensible amélioration de l'adaptation de 7dB (de -6dB à -13.28dB voir Figure 3-47(b)).

En résumé, nous avons réduit de 1 cm la longueur du tag (de 74.4 à 64.4mm) en modifiant la longueur de la fente de 20 à 25mm mais au détriment de la distance de lecture égale à 2.53m (réduction de 20cm). L'objectif est à présent d'augmenter le gain en restant avec un niveau d'adaptation similaire à celui obtenu en jouant sur la longueur de fente.

3.6.4 Variation de W_{slot}

On réduit W_{slot} par paliers de 1mm et on observe les variations en impédance sur la Figure 3-48. Puis on augmente la longueur L du patch pour chaque valeur de W_{slot} afin d'accorder l'antenne à la fréquence de travail et pour augmenter le gain. Les réponses fréquentielles pour le gain, l'adaptation et le RR sont données dans les Figures 3-49(a), 43(b) et 43(c) respectivement. On observe une amélioration du gain et de l'efficacité avec une faible variation d'impédance entre $W_{slot}=2mm$ et $W_{slot}=5mm$.

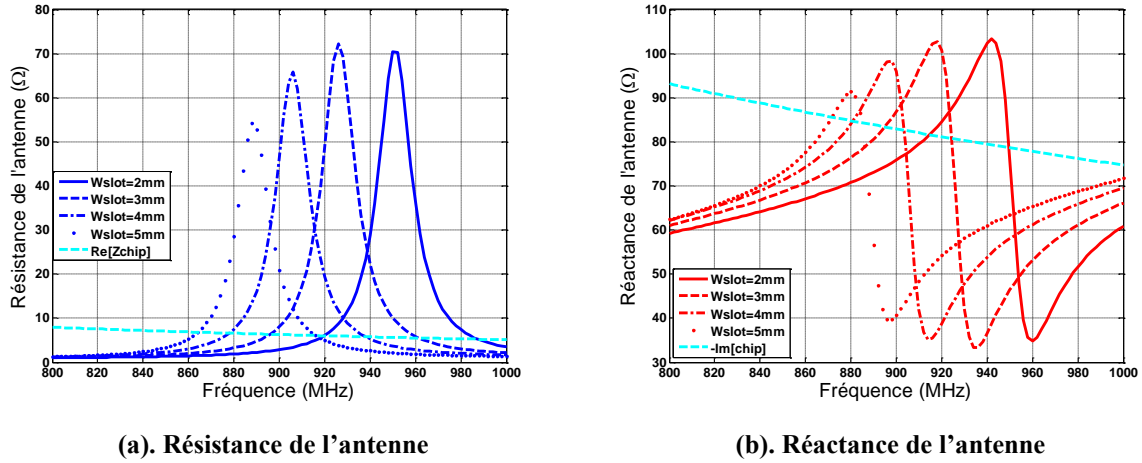
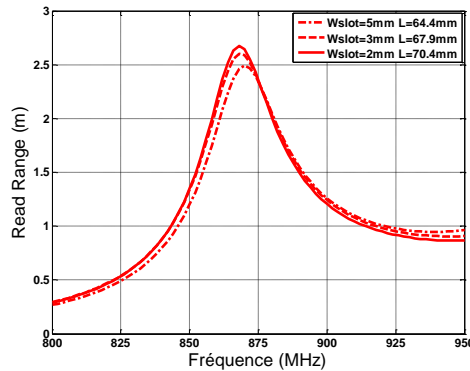
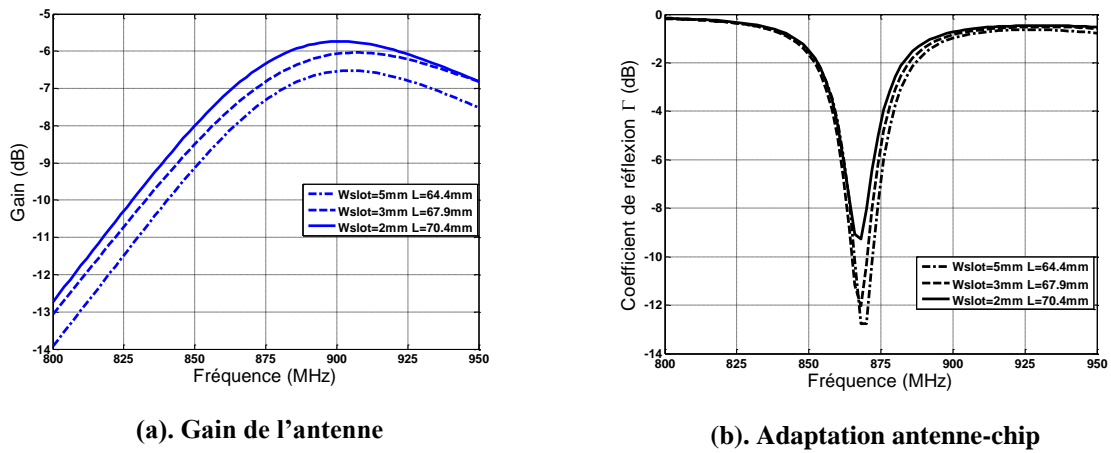


Figure 3-48. Variation de l'impédance avec la réduction de W_{slot} et la correction de la longueur L

Le gain augmente avec le rallongement de L mais il y a une dégradation d'adaptation à chaque réduction de W_{slot} . Néanmoins le RR augmente avec la réduction de W_{slot} et atteint le niveau obtenu avant réduction de la longueur de fente (dans la Figure 3-44(c)) pour une longueur de tag plus courte de 4mm. Rien de décisif cependant dans l'amélioration des performances de RR à l'issue de cette optimisation sur les dimensions de fente.



(c). Variation du RR

Figure 3-49. Variation des performances avec la réduction de W_{slot} et la correction de la longueur résonante L

Les résultats de simulation à 868 MHz. sont résumés dans le Tableau 3-8 qui confirme l'amélioration légère d'efficacité à l'issue de cette étude sur les dimensions de fentes (5.3% contre 4.1% sur la structure initiale)

| W_{slot} (mm) | L (mm) | Gain (dB) | Efficacité | $Z_{\text{entrée}}$ à 868 MHz (Ω) |
|------------------------|--------|-----------|------------|--|
| 5 | 64.4 | -7.61 | 4.1% | $9.2+j83.5$ |
| 4 | 66 | -7.45 | 4.4% | $10.7+j85$ |
| 3 | 67.9 | -7.02 | 4.7% | $10.7+j84.3$ |
| 2 | 70.4 | -6.54 | 5.3% | $13+j83.5$ |

Tableau 3-8. Résultats de l'antenne avec la correction de la fréquence de résonance pour les différentes valeurs de W_{slot}

3.6.5 Déplacement de la fente

Dans cette partie nous étudions l'influence de la position de la fente. Comme point de départ, on prend l'antenne optimisée du §3.6.2 (dimensions dans le Tableau 3-9) et on décale la fente et le Mutrak de “dx” vers le bord gauche comme le montre la Figure 3-50.

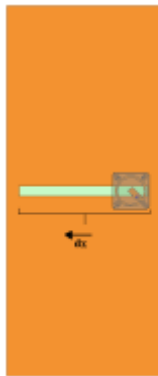


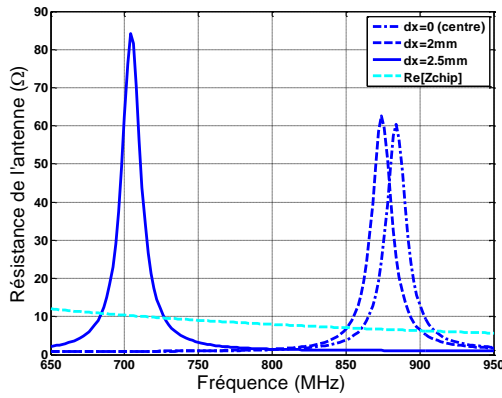
Figure 3-50. Déplacement de la fente selon la largeur W du patch

| Paramètre | Valeur |
|-------------------|--------------------|
| L | de 74.4mm à 70.4mm |
| W | 30mm |
| L_{slot} | de 20 mm à 25mm |
| W_{slot} | de 5 mm à 2mm |
| h | 1.6 mm |

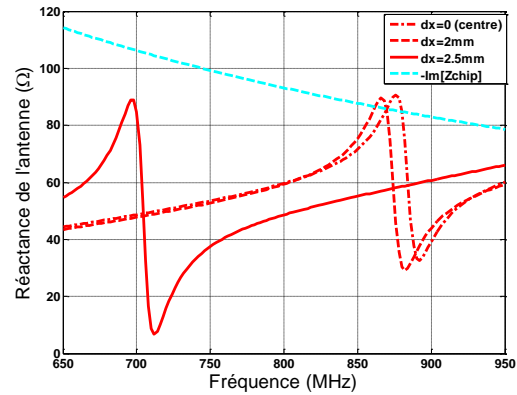
Tableau 3-9. Dimensions de l'antenne miniaturisée

On étudie deux positions en plus de la structure de base, avec une fente décalée de 2mm et une fente « ouverte » au maximum à gauche (2.5 mm). Les résultats de la Figure 3-51 indiquent que la première variation de 2mm conduit à une légère diminution de résonance de 10 MHz avec une faible variation d'amplitude de la résistance et de la réactance. En revanche, la fente ouverte rallonge la distance moyenne parcourue par le courant et produit un très fort

déplacement de la fréquence de résonance (170 MHz par rapport à la fente au milieu $dx=0$) ainsi qu'un accroissement de la résistance et de la réactance.



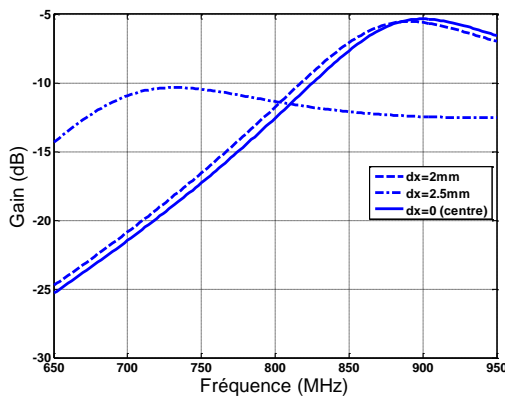
(a). Résistance de l'antenne



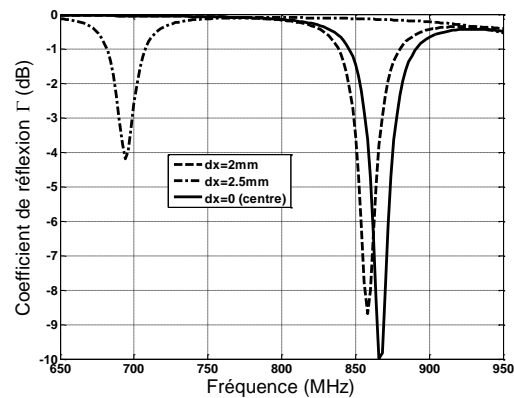
(b). Réactance de l'antenne

Figure 3-51. Variation de l'impédance de l'antenne avec le déplacement (dx) de la fente.

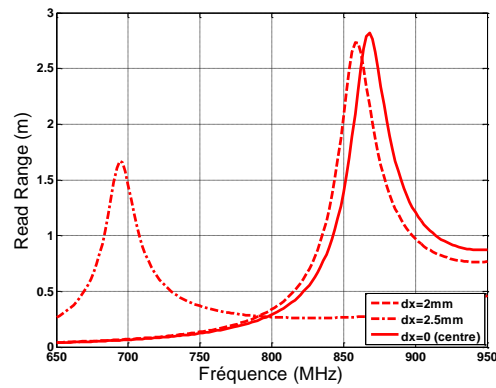
Les Figures 3-52 (a, b, c) montrent l'influence d'un décalage $dx=2mm$. En revanche, le gain pour la fente ouverte chute jusqu'à -10.5dB à 725MHz, ce qui représente à la fréquence de travail une diminution de 7dB environ. L'adaptation est diminuée de 6dB par rapport à la fente centrée. Le niveau du RR chute de presque 50% et l'efficacité jusqu'à 1.4%. Nous allons à présent régler la longueur du tag pour la fente ouverte et tenter d'améliorer le gain à la fréquence de travail.



(a). Gain de l'antenne



(b). Adaptation antenne-chip



(c). Variation du RR

Figure 3-52. Variation des performances avec le déplacement “dx” (fente et Mutrak) vers le bord du patch

3.6.6 Optimisation du tag avec fente ouverte

3.6.6.1 Réduction de la longueur résonante du patch (L)

Pour la structure à fente ouverte, on trace sur les Figures 3-53(a) et (b) les performances obtenues pour :

- $L=70.4\text{mm}$ (structure initiale)
- $L=45.2\text{mm}$ longueur permettant une adaptation optimale à 868 MHz
- $L=55\text{mm}$ valeur intermédiaire

La longueur optimale $L=45.2\text{mm}$ en termes d’adaptation conduit à un $RR=1.5\text{m}$ (Figure 3-53c).

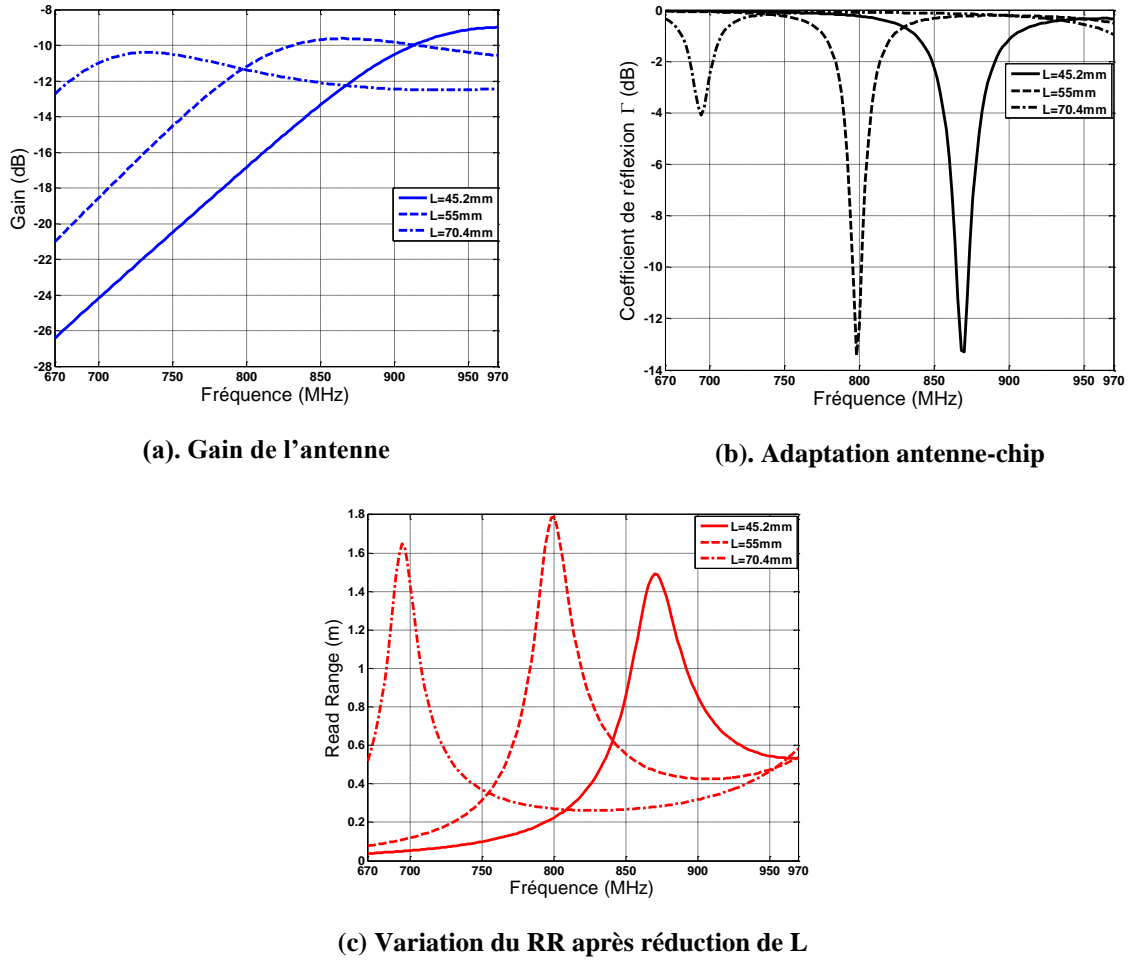


Figure 3-53. Patch avec fente ouverte : Variations des performances de l'antenne après réduction de L

La solution qui consiste à miniaturiser le tag avec une fente ouverte conduit à un RR optimal de 1.5m. Cette distance de lecture peut être largement suffisante dans de nombreuses applications où un encombrement du tag réduit (ici 45,2mmx30mm) est la contrainte principale.

3.6.6.2 Réduction de la longueur de la fente L_{slot}

L'idée est d'adapter l'antenne à fente ouverte en réduisant la longueur de la fente L_{slot} ce qui va conduire à un décalage vers le haut de la fréquence de résonance. On recherche la longueur optimale de L_{slot} permettant un pic d'adaptation à la fréquence de travail. On trouve $L_{slot}=16$ mm. Les résultats peuvent être observés dans les Figures 3-54(a), 3-54(b) et 3-54(c).

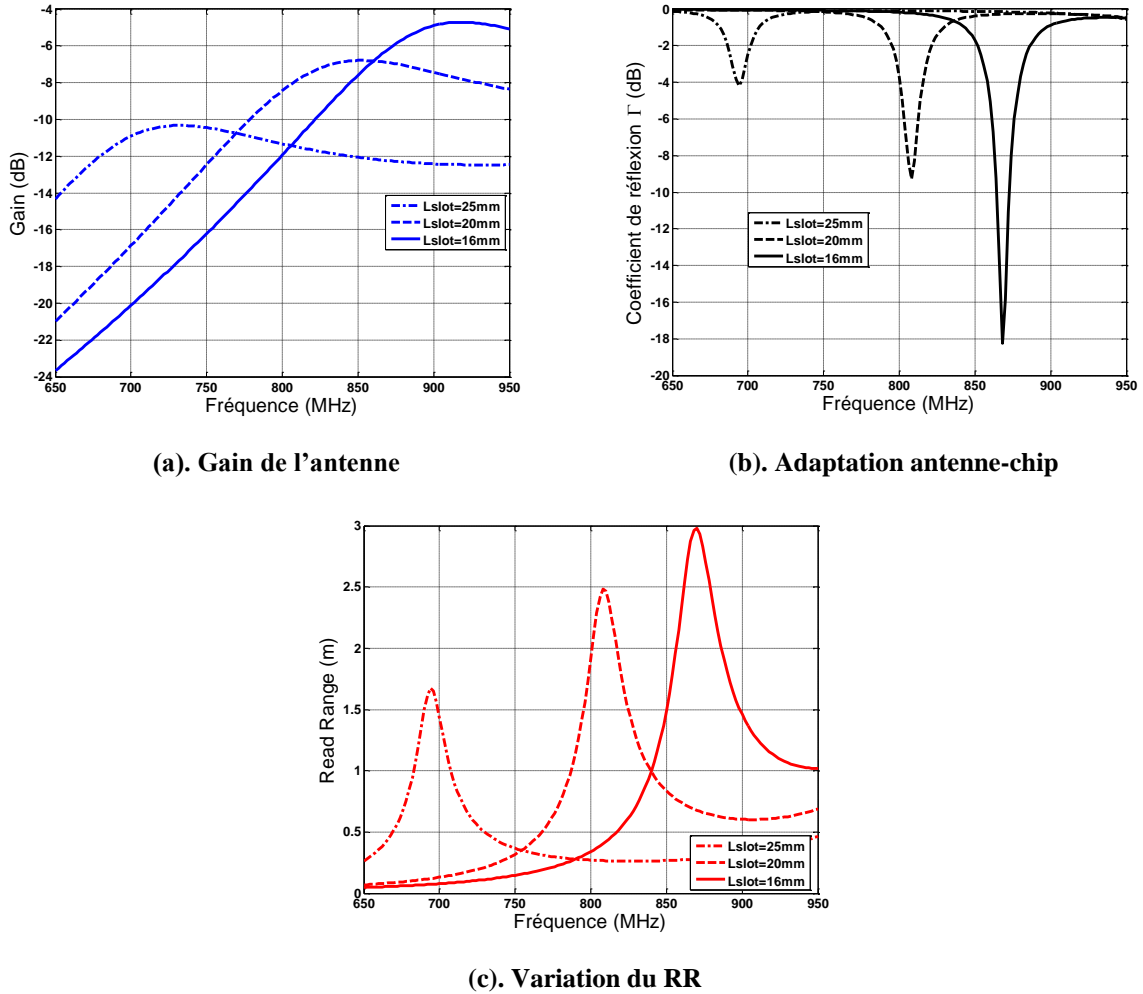
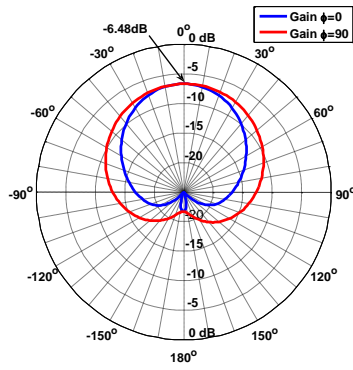


Figure 3-54. Variation des performances avec l'accord en fréquence produit par la réduction de L_{slot}

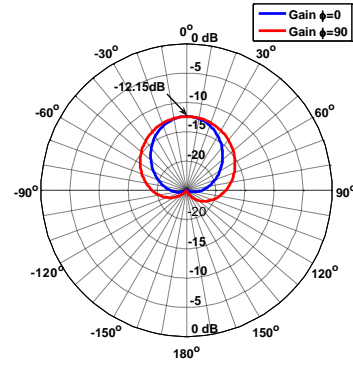
On note à 868 MHz une amélioration à la fois du gain (-4.5 dB) de l'adaptation (-18 dB) et du RR (3m) pour $L_{slot}=16\text{mm}$.

Finalement après ces deux études sur L et L_{slot} , il apparaît que la réduction de L_{slot} est la meilleure solution en termes de miniaturisation et de performance. On s'approche du $RR=3.4\text{m}$ de la structure initiale §3.5.

Afin de compléter les études sur les variations produites par le déplacement et ultérieure réduction de la fente, les figures 3-55(a), 3-55(b) et 3-55(c) montrent le diagramme de rayonnement pour la première antenne réduite, après pour le déplacement de la fente, et une fois que la fente déplacée a été réduite pour accorder l'antenne.



(a). Patch réduit W=30mm



(b). Patch réduit avec fente ouverte

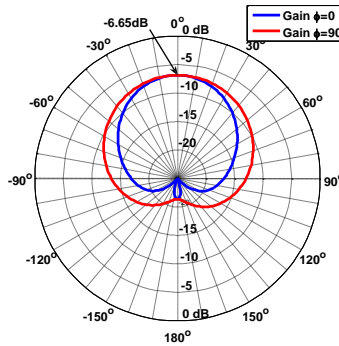

 (c). Patch réduit avec fente ouverte réduite $L_{slot}=16mm$

Figure 3-55. Comparaison de gains les modifications réalisées afin de minimiser le patch

La figure 3-55 montre l'évolution du diagramme de rayonnement et du gain du patch lors du processus de miniaturisation : La figure 3-55(a) correspond à la réduction de $W=106mm$ à $30mm$ avec un gain chutant de $0dB$ à $-6.48dB$ à cause du rétrécissement des bords rayonnants. La figure 3-55(b) correspond à la structure avec fente ouverte avec diminution forte du gain ($-12.15dB$). La réduction de la longueur de la fente L_{slot} permet de retrouver le gain de de la figure 3-55(c) similaire au gain en (a). Dans tous les cas, les diagrammes sont symétriques avec un plan E contenant le grand côté du patch plus étroit que le plan H.

3.6.6.3 Réglage conjoint de L et L_{slot} pour l'antenne à fente ouverte

Un ultime réglage simultané de L et L_{slot} est réalisé ici. En augmentant la longueur L de $70.4mm$ jusqu'à $80mm$ et en diminuant la valeur de L_{slot} de 16 à $10mm$, on trouve l'optimum pour recaler le pic de gain à $868 MHz$. La procédure étant similaire à celles déjà

présentées auparavant, nous allons simplement montrer les résultats pour la valeur optimale trouvée de $L_{slot}=10\text{mm}$. Les résultats sont donnés dans les Figures 3-56(a), 3-56(b) et 3-57.

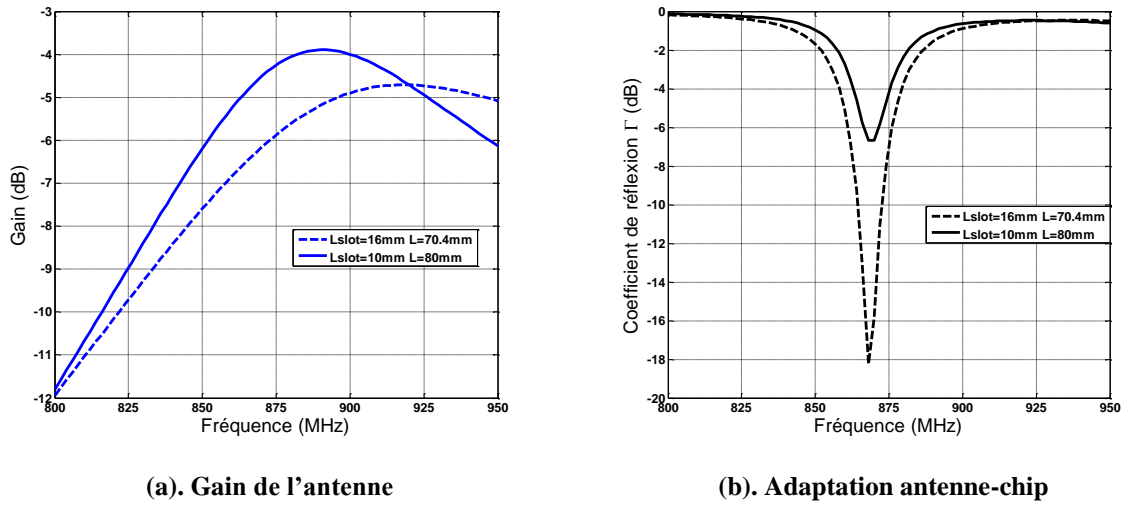


Figure 3-56. Comparaison des performances avec l'augmentation de L et la réduction de L_{slot}

En comparant les 2 tags, on améliore de 1.65dB le gain mais on perd 12dB en adaptation. En termes de RR (Figure 3-57), on observe que la distance de lecture augmente de 2.96m à 3.19m.

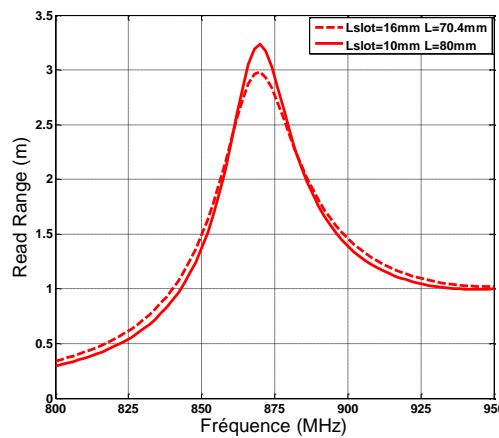


Figure 3-57. Evolution du RR avec l'augmentation de L et la réduction de L_{slot}

On s'approche des performances du "grand tag" réalisé au §3.5 (distance de lecture= 3.4m) en sacrifiant un peu d'adaptation au gain. C'est finalement cette dernière structure qui va être réalisée et mesurée.

3.6.7 Réalisation et mesures de l'antenne miniaturisée

On réalise l'antenne tag à fente ouverte de la Figure 3-58 avec les dimensions du Tableau 3-10.



Figure 3-58. Antenne miniature réalisée

| Paramètre | Dimension |
|---|-------------------------------------|
| L / W | 80 mm / 30 mm |
| $L_{\text{slot}} / W_{\text{slot}}$ (fente) | 10mm / 2 mm |
| h | 1.6 mm |
| FR4 | $\epsilon_r=4.4$ $\tan \delta=0.02$ |

Tableau 3-10. Dimensions de l'antenne miniature

Dans la Figure 3-59(a), on a la même antenne avec le Mutrak inséré dans la fente. La Figure 3-60 donne un aperçu de la réduction atteinte (un quart de la surface initiale) avec une comparaison entre l'antenne originale et notre modèle réduit sachant que des performances de RR équivalentes sont attendues.

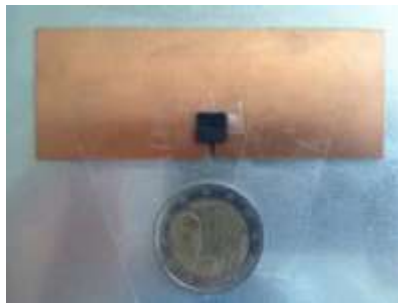


Figure 3-59. Antenne incluant le Mutrak



Figure 3-60. Comparaison des dimensions des antennes

Le Mutrak a été positionné soigneusement pour que l'emplacement soit le plus proche possible de celui simulé. Puis le tag réduit a été attaché à une plaque métallique de dimensions 500mmx300mmx2mm (Figure 3-61).



Figure 3-61. Antenne tag réduite attachée à une surface métallique

L'évolution simulée du RR en fonction de la distance est comparée aux mesures réalisées au "Voyantic" [VOY] dans la Figure 3-62 avec un pic à $RR=3.9m$.

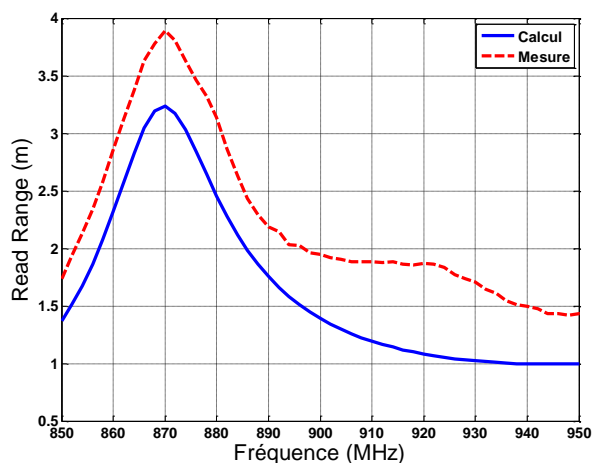


Figure 3-62. Distance de lecture théorique et mesurée en fonction de la fréquence

Les caractéristiques et performances mesurées des deux antennes réalisées dans ce chapitre sont comparées dans le Tableau 3-11 :

| Antenne | Surface | Gain (dB) | Efficacité | Adaptation (dB) | RR (m) |
|-------------|--------------|-----------|------------|-----------------|--------|
| Tag initial | 80mm x 106mm | 0 dB | 17% | -1.49 | 3.4 |
| Tag final | 80mm x 30mm | -4.64 | 7.9% | -6.7 | 3.9 |

Tableau 3-11. Caractéristiques et performances des antennes tag réalisées

En termes de bande passante, si on considère la bande 860-920 MHz couvrant à la fois la bande Europe et la bande US, on note que la distance de lecture est au minimum d'environ

2m. Elle était de 1.3 m pour le tag initial (Figure 3-40). Au final l'antenne miniaturisée, même si elle possède intrinsèquement un gain et une efficacité moindres que l'antenne initiale, présente un meilleur RR mesuré. Ceci résulte d'un meilleur couplage au Mutrak (meilleure adaptation) et de performances en gain optimisées.

3.7 Modification de la structure pour utilisation dans la bande américaine

Les distances de lecture mesurées pour les deux tags réalisés montrent une bande de fréquence étroite dont les performances sont faibles dans les fréquences américaines 902-928 MHz. Dans cette plage, notre patch original possède une distance de lecture égale à 1.2m et la version miniaturisée 2m. Ces performances correspondent à 35% et 50% respectivement des distances de lecture maximales obtenues à 868 MHz (bande européenne).

Comme il a été souligné dans les différents designs, l'adaptation dépend beaucoup de la réactance imposée par la boucle de couplage du Mutrak, ce qui complique la conception d'un tag fonctionnant avec les mêmes performances sur tous les continents. On se propose dans ce paragraphe de modifier les caractéristiques du tag Europe et d'évaluer ses performances dans la bande US.

A l'aide des études paramétriques déjà réalisées, la longueur " L_{slot} " du slot a été réduite d'abord de 3mm pour décaler la fréquence vers le haut. Néanmoins ce changement n'a pas produit assez de décalage, la longueur résonante L_{patch} du patch a été alors réduite de 80 à 78mm. De cette manière la résonance du patch a été placée autour de 930MHz. Les résultats sont donnés dans la figure 3-63.

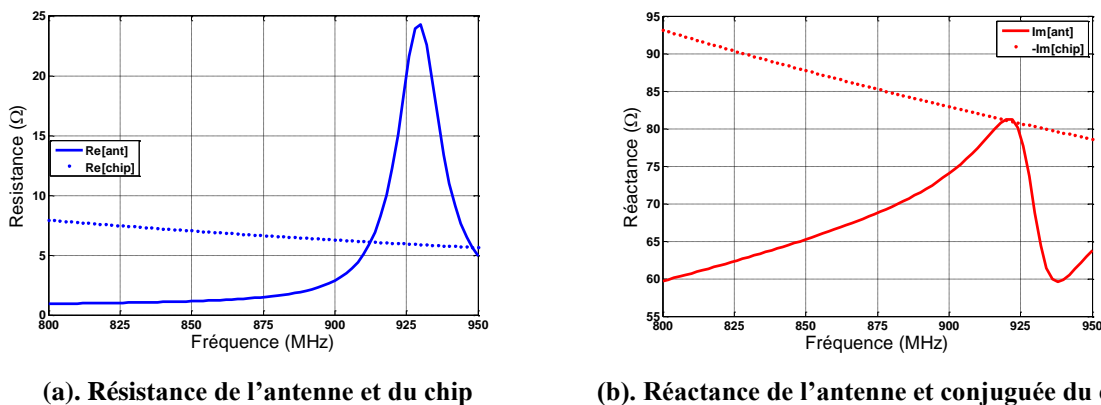
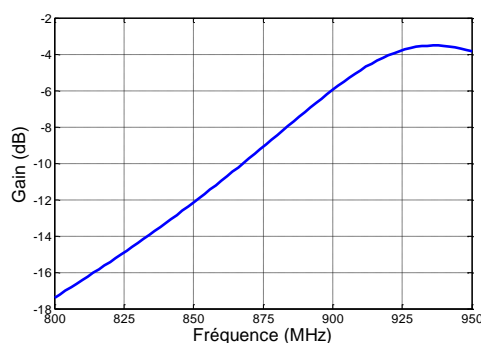


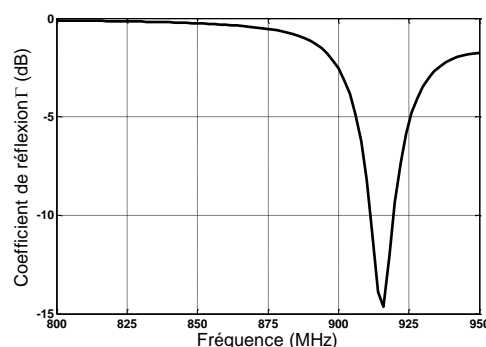
Figure 3-63. Impédance de l'antenne avec celle du chip

L'objectif est d'ajuster le pic maximum de réactance à 920 MHz pour compenser la réactance du chip comme observé dans la figure 3-63(b). Parallèlement la résistance est

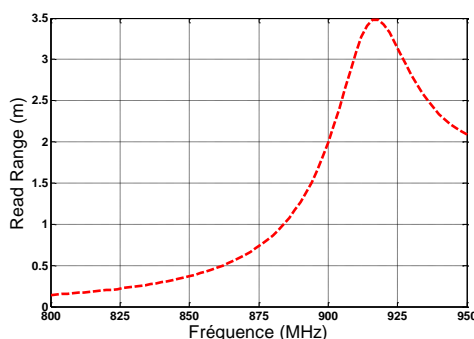
compensée à une fréquence légèrement inférieure 915 MHz, soit en milieu de bande US. L'adaptation résultante peut être observée dans la figure 3-64(b). L'adaptation optimale est obtenue à 915MHz.



(a). Gain du tag



(b). Adaptation antenne-chip du tag



(c). Read range du tag adapté à la bande américaine

Figure 3-64. Performances simulées du tag modifié pour la bande américaine

Le respect de la condition d'adaptation sur les parties imaginaires dans la Figure 3-63(b) permet d'atteindre $\Gamma = -15$ dB, ce qui est supérieure aux valeurs atteintes dans la bande Europe. Cependant, le gain a été un peu diminué à cause de la réduction de taille L_{patch} . Au final, la distance de lecture théorique dépasse de 25 cm celle du tag réduit pour la bande européenne (Figure 3-57).

On note que le tag US possède une bande élargie en comparaison du tag Europe. Si on fixe le critère de bande passante à une distance de lecture supérieure à 2 m, la bande passante du tag Europe est 32 MHz contre 55 MHz pour la bande US. Cette augmentation résulte de l'amélioration de l'adaptation entre l'antenne et le chip. Cette amélioration vient d'abord de l'inductance de la boucle du Mutrak dont la valeur augmente pour les hautes fréquences. Ceci facilite le croisement des courbes de réactance dans la figure 3-63(b) et permet d'élargir la bande.

3.8 Conclusion du chapitre 3

Dans ce chapitre, il a été démontré qu'une fente gravée au sein d'un patch conventionnel constitue une interface de couplage performante entre le module Mutrak et l'antenne. Ce patch modifié avec plan de masse réduit est un tag bien adapté aux supports métalliques. De nombreuses études paramétriques réalisées sur ce tag de base (dimensions du patch et de la fente, position de la fente, position du Mutrak) ont aidé à optimiser un tag miniaturisé de surface 4 fois plus petite que le tag initial avec des performances de distance de lecture mesurées supérieures (3.9m contre 3.4m)

La clef de cette amélioration découle de la possibilité, avec un tag réduit, de respecter la condition d'adaptation chip/antenne sur les réactances. Le couplage insuffisant entre le Mutrak et le patch quand sa surface était large ne permettait pas d'atteindre initialement une réactance assez élevée.

Il est important de noter que si l'adaptation de l'antenne au chip s'exprime selon $Z_{ant}=Z_{chip}^*$, c'est d'abord les parties imaginaires qu'il s'agit de compenser étant donné que les parties réelles des impédances pour l'antenne et le chip sont plus faibles. On a donc volontairement décalé la résonance vers les hautes fréquences afin que le maximum de réactance soit obtenu à la fréquence de travail et se rapproche de la valeur $-\text{Im}[\text{chip}]$.

3.9 Références bibliographiques du chapitre 3

- [FOS99] FOSTER, P. R.; BURBERRY, R. A. Antenna problems in RFID systems. 1999.
- [STU98] STUTZMAN, Warren L.; DAVIS, William A. *Antenna theory*. John Wiley & Sons, Inc., 1998, pp. 37-86.
- [WAN06] WANT, Roy. An introduction to RFID technology. *Pervasive Computing, IEEE*, 2006, vol. 5, no 1, p. 25-33.
- [DOB05] DOBKIN, Daniel M.; WEIGAND, Steven M. Environmental effects on RFID tag antennas. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2005. p. 4 pp.
- [HAS11] HASAN, M. S., et al. Design and simulation of UHF RFID tag antennas and performance evaluation in presence of a metallic surface. In *Software, Knowledge Information, Industrial Management and Applications (SKIMA), 2011 5th International Conference on*. IEEE, 2011. p. 1-5.
- [SON06] H.W. Son, J. Yeo, G.Y. Choi and C.S. Pyo “A low-cost, wideband antenna for passive RFID Tags mountable on metallic surfaces”, IEEE, 2006.
- [JEO09] S. H. Jeong, H. W. Son, J. Yeo, “A low-Cost, wideband RFID Tag antenna on metallic surfaces using proximity-coupled feed”, IEEE, 2009.
- [KWO05] KWON, Hongil; LEE, Bomson. Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects. *Electronics Letters*, 2005, vol. 41, no 24, p. 1308-1310.
- [HIR04] HIRVONEN, M. Planar inverted-F antenna for radio frequency identification. *Electronics Letters*, 2004, vol. 40, no 14, p. 848-850.
- [SON08] SON, H.-W. Design of RFID tag antenna for metallic surfaces using lossy substrate. *Electronics Letters*, 2008, vol. 44, no 12, p. 711-713.
- [KIM08] KIM, K.-H., SONG, J.G. Fork-shaped RFID tag antenna mountable on metallic surfaces. *Electronics letters*, 2007, vol. 43, no 25, p. 1400-1402.
- [CHE08] CHEN, Sung-Lin; LIN, Ken-Huang. A slim RFID tag antenna design for metallic object applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2008, vol. 7, p. 729-732.
- [YAN09] YANG, Fan; RAHMAT-SAMII, Yahya. *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. Cambridge: Cambridge University Press, 2009
- [LAI10] LAI, MingYin; LI, RongLin; TENTZERIS, M. M. Low-profile broadband RFID tag antennas mountable on metallic objects. En *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*. IEEE, 2010. p. 1-4.

- [CHE12]** CHEN, Horng-Dean, et al. Coupling-feed circularly polarized RFID tag antenna mountable on metallic surface. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 2012, vol. 60, no 5, p. 2166-2174.
- [BAL12]** BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [SON13]** SON, H.-W.; JEON, H.-G.; CHO, J.-H. Flexible wideband UHF RFID tag antenna for curved metal surfaces. *Electronics letters*, 2012, vol. 48, no 13, p. 749-750.
- [DUG13]** DU, G. H.; TANG, T.; DENG, Y. Dual-band metal skin UHF RFID tag antenna. *Electronics Letters*, 2013, vol. 49, no 14, p. 858-860.
- [XI13]** XI, Jingtian; YE, Terry Tao. Ultra low-profile metal tag antenna design with an emphasis on radiation efficiency. En *RFID (RFID), 2013 IEEE International Conference on*. IEEE, 2013. p. 42-49.
- [RAO08]** RAO, K.; LAM, Sander F.; NIKITIN, Pavel V. Wideband metal mount UHF RFID tag. En *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*. IEEE, 2008. p. 1-4.
- [INTAG]** RFID Rigid Tags, Intermec, www.intermec.com/products/rfid
- [VOY]** M. C. O'Connor, "Voyantic Helps Companies Put RFID Tags to the Test", *RFID Journal*, June 18, 2009

Chapitre 4

Diversité d'antennes appliquée au contexte de la RFID

Chapitre 4

Diversité d'antennes appliquée au contexte de la RFID

4.1 Contexte et problématique de la diversité d'antennes

Dans les systèmes RFID en bande UHF (860MHz-960MHz) utilisés dans des applications telles que la traçabilité distante d'objets fixes/mobiles ou dans le cas d'inventaires, il s'agit la plupart du temps d'identifier un ensemble de tags placés sur des objets variés (carton, containers, caisson en bois, livres...) et présentant une forte concentration, jusqu'à 100 par m³. Ces tags sont ensuite empilés sur des palettes ou disposés sur des étagères (Figure 4-1 et 4-2 respectivement).

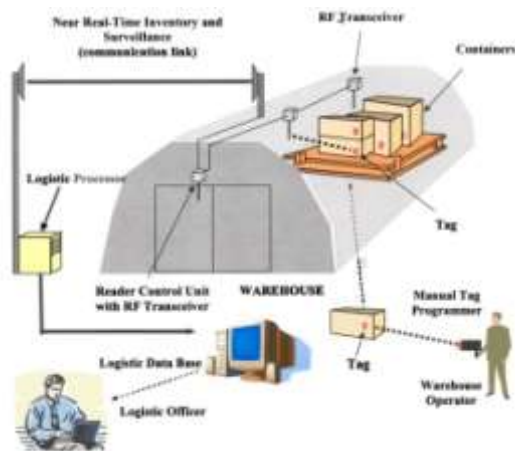


Figure 4-1. Système RFID d'inventaire d'objets sur palette [1]



Figure 4-2. Système RFID de traçabilité d'un ensemble de cartons sur des étagères

L'un des challenges actuels des systèmes RFID est d'augmenter la densité des tags tout en assurant un bon taux reconnaissance par le lecteur. En effet, la proximité des tags adjacents dans le stockage de masse d'objets taggés occasionne un fort couplage entre antennes, principale cause de la réduction de la distance de lecture. Le couplage est souvent interprété comme un « masquage » par la communauté RFID. L'antenniste voit plutôt ce masquage comme le résultat conjoint de la distorsion du diagramme de rayonnement de

l'antenne et de la désadaptation entre l'antenne et la puce. La distorsion de diagramme et la désadaptation réduisent la tension en entrée de puce qui peut rester inférieure à son seuil d'activation. Ainsi, on n'observe pas de rétrodiffusion de l'information contenue dans la puce vers le lecteur qui ne peut identifier le tag.

D'autre part, les communications RFID sont généralement réalisées dans des environnements favorables aux multi-trajets (entrepôts, salle de bibliothèques, etc...). Les canaux multi-trajets sont confrontés aux problèmes d'évanouissements profonds dus à l'interférence destructrice de deux ou plusieurs composantes du champ électrique issu des réflexions diverses en opposition de phase (Figure 4-3). Ce phénomène a également pour conséquence la réduction du taux de reconnaissance des tags.

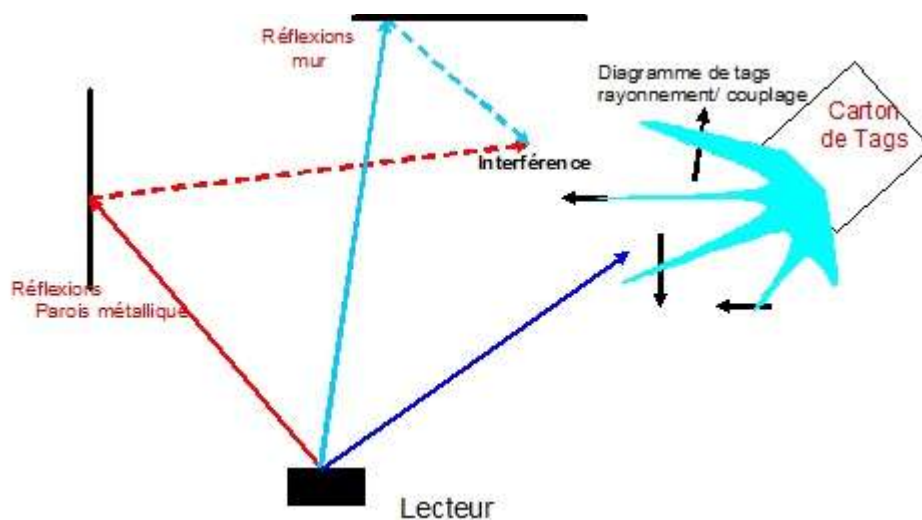


Figure 4-3. Illustration d'un scénario multi-trajets de communication entre un lecteur et un carton de tags

Les systèmes multi-antennaires et les techniques de diversité d'antennes sont connus pour leurs capacités à surmonter ces phénomènes d'évanouissement du signal et de dépolarisation du champ électrique. La diversité d'antennes permet de multiplier les canaux en émission/réception et de recombinaison de façon optimale les signaux reçus sur chacun des canaux réduisant ainsi les problèmes d'évanouissement du signal. Il existe dans la littérature trois techniques de diversité d'antennes qui sont : la diversité d'espace, la diversité de polarisation et la diversité de diagramme (Figure 4-3). En milieu indoor, un système à diversité d'antennes sera d'autant plus performant qu'il réunira les trois techniques de diversité.



Figure 4-4. Les différentes techniques de diversité d'antennes

Le principe de la *diversité d'espace* consiste à traiter des versions indépendantes du signal grâce à l'utilisation de plusieurs antennes identiques de même orientation. La distance d entre deux antennes est au minimum d'une demi-longueur d'onde afin de réduire le couplage mutuel des ports. Cette contrainte d'espacement entre antenne impose donc de grandes dimensions d'antenne surtout aux fréquences UHF. Des techniques de *découplage des ports* sont nécessaires afin de réaliser des antennes à diversité d'espace plus compactes.

Dans la *diversité de polarisation* l'idée est d'introduire une paire de composante du champ électrique, horizontale et verticale, dans la géométrie de l'antenne. Le but de cette approche étant de transmettre le signal dans les deux polarisations H et V et de capter de champ rétrodiffusé quelque soit la dépolarisation subie lors de la communication entre le lecteur et les tags. Ce sont généralement deux antennes à polarisation linéaire qui sont disposées orthogonalement afin de produire ces deux composantes du champ électrique. Ces antennes peuvent être co-localisées ou séparées les unes par rapport aux autres.

La *diversité de diagramme* est appliquée lorsqu'une ou plusieurs antennes présentent des formes de diagrammes de rayonnement différentes. L'intérêt de la diversité de diagramme est d'exploiter de façon efficace la position de la cible ou les directions d'arrivées afin d'y focaliser le maximum de puissance.

La réduction de la distance de lecture liée à la désadaptation ne peut pas être combattue au niveau du lecteur. On peut en revanche pallier à la déformation du diagramme de l'antenne tag et aux multi-trajets typiques des environnements RFID en multipliant le nombre d'antennes en sortie de lecteur. Notons que les nouvelles générations de lecteurs RFID intègrent 2 à 4 canaux de sortie permettant ainsi le multiplexage d'antennes donc de la diversité d'antennes par commutation d'antennes. Ainsi, 4 sorties sont proposées sur le lecteur Impinj Speedway Revolution, et des multiplexeurs 1→8 sont commercialisés pour offrir jusqu'à $4 \times 8 = 32$ sorties d'antennes sur un même lecteur.

Cependant, les antennes commerciales à base de patchs sont volumineuses (de l'ordre de $30\text{cm} \times 30\text{cm} \times 4\text{cm}$), ce qui rend ces solutions multiplexées complexes à mettre en œuvre autour de la zone à scanner. D'autre part, il ne s'agit pas de recombinaison de façon

optimale les signaux issus des différentes antennes (recombinaison MRC=Maximum Ratio Combining ou EQG=Equal Gain Combining) mais de commuter toutes des 5 secondes séquentiellement sur chaque antenne.

L'objectif de ce chapitre sera de proposer une antenne à diversité pour lecteur RFID et de la tester dans une configuration de forte concentration de tags. La solution proposée doit être aussi compacte que possible tout en permettant des bonnes performances en diversité d'espace, de diagramme et de polarisation. La bande de travail visée est la bande Européenne de la RFID UHF 865MHz-868MHz.

4.2 Conception d'un module d'antenne miniature reconfigurable fournissant de la diversité de diagramme et de polarisation grâce à des commutateurs

Après avoir procédé à un état de l'art des différentes antennes miniatures existantes, nous avons focalisé notre attention sur l'une d'entre elles, l'antenne IFA, pour sa simplicité de fabrication. Une étude exhaustive des candidats potentiels a été jugée peu utile car l'utilisation en diversité ne nécessite pas des performances spécifiques en rayonnement. Cette démarche a ainsi permis de sélectionner rapidement l'antenne dont les caractéristiques en termes de diagramme de rayonnement, d'adaptation, de gain et polarisation semblaient satisfaisantes à la réalisation de notre module à diversité.

4.2.1 Antenne miniature de base pour le module à diversité : antenne IFA

Au moment de concevoir un système de communication faible coût, les solutions en général utilisées dans les antennes RFID commerciales sont la fente ou le patch. Ces 2 antennes présentent un maximum dans l'axe. Le patch présente un gain de l'ordre de 6 à 8 dBi selon la couche d'air utilisée, possède des versions en polarisations circulaires. La nécessité d'un plan de masse assez large pour éviter les distorsions de diagrammes et l'influence du support conduisent typiquement à des structures 25cm×25cm×4cm. La Poynting PATCH-A0025 [POYN] à polarisation circulaire présente ainsi un encombrement de 24.5cm×23.5cm×4cm pour un gain de 7dBi. Une fente résonante dans une cavité

rectangulaire est souvent utilisée lorsqu'une polarisation linéaire est suffisante et que l'encombrement transverse doit être limité. La IPJ-A0311-EU1 [IMPINJ] présente ainsi un encombrement $46\text{cm} \times 9\text{cm} \times 2\text{cm}$ pour un gain de 5dBi.

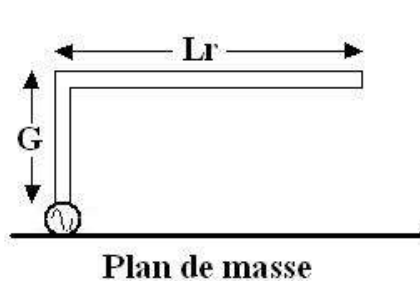


Figure 4-5. Modèle d'antenne ILA

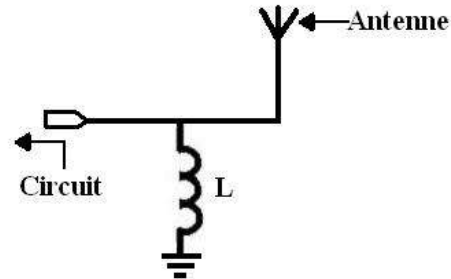


Figure 4-6. Circuit d'adaptation pour une antenne ILA

La miniaturisation d'antennes a notamment été développée en téléphonie mobile GSM. Dans ce domaine les antennes ILA et IFA ont révolutionné le design des portables sans antenne extérieure. L'antenne IFA est une antenne filaire de réalisation simple dont la géométrie est un F inversé. Dans l'idée de la réduction de la taille, le monopole traditionnel quart d'onde a été replié vers le plan de masse comme montré dans la Figure 4-5 pour constituer une antenne ILA. Ceci entraîne la réduction de la partie réelle de l'impédance de l'antenne. La hauteur du bras horizontal L_r au-dessus du plan de masse constitue un paramètre de réglage pour produire une bonne adaptation, mais il est en général nécessaire de rajouter une réactance (Figure 4-6) pour compenser la réactance de la ILA.

A la fréquence de travail l'une des solutions plus utilisées pour adapter cette antenne au circuit est la connexion d'un inducteur en parallèle comme indique la Figure 4-6. En remplaçant cet inducteur L par un conducteur on obtient finalement l'antenne IFA de la Figure 4-7. Cette antenne constitue un monopole de longueur $L_r + G$ qu'on court-circuite à distance S de la sonde d'alimentation. Son alimentation se fait via un connecteur coaxial situé sur la face arrière du plan de masse.

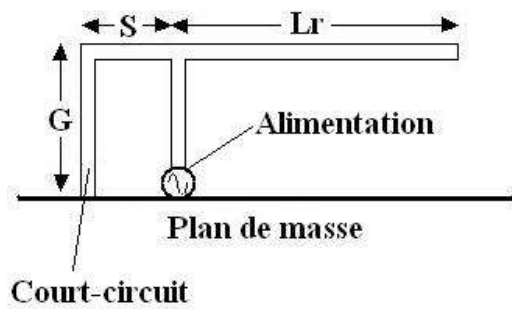


Figure 4-7. Antenne IFA

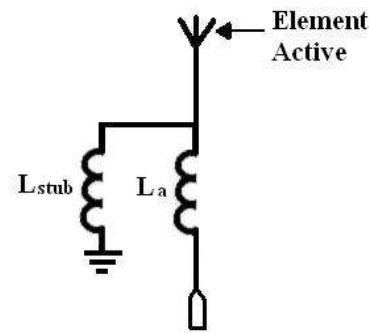


Figure 4-8. Circuit représentatif de l'antenne IFA

Electriquement l'antenne de la Figure 4-7 est représentée par le circuit de la Figure 4-8 [ZHI11]. Les inductances L_a et L_{stub} correspondent à la ligne d'alimentation et au stub court-circuité respectivement. Ces inductances seront fixées par les longueurs S et G . Le circuit de la Figure 4-8 est une approximation simplifiée lorsque le stub et la ligne d'alimentation ont un écart « S » suffisamment grand pour négliger les effets de capacités distribués entre les deux fils. L'antenne IFA ne permet pas une grande liberté du design. Elle est cependant très utilisée dans les applications en bande unique étroite comme le GPS ou le WiFi. Elle sera donc bien adaptée au cas de RFID bande européenne.

Dans notre cas, l'antenne a été optimisée pour fonctionner dans la bande 868MHz ($\lambda=34.68\text{cm}$). Les dimensions des différents paramètres de l'antenne sont répertoriées dans le Tableau 4-1. La structure réalisée est entièrement en cuivre. La taille du plan de masse est donnée par $L_G \times W_G$. L'ensemble de la structure a été simulée par le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator) [ANSYS].

| G | L_r | S | D du fil | L_G | W_G |
|-------|--------|--------|----------|--------|--------|
| 0.096 | 0.1657 | 0.0289 | 0.0029 | 0.8681 | 0.8681 |

Tableau 4-1. Dimensions de l'antenne en longueur d'onde (λ)

La Figure 4-9 présente l'adaptation de l'antenne IFA autour de la fréquence 866MHz. La bande passante de l'antenne déterminée à -10dB du paramètre S_{11} est de 7.4%.

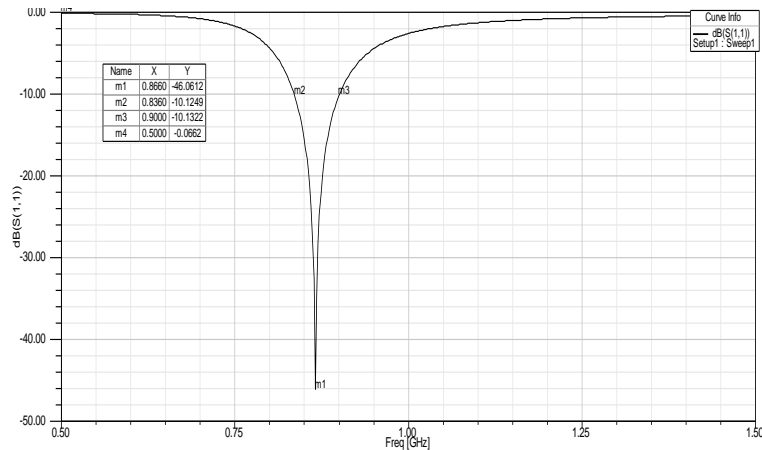


Figure 4-9. Paramètre S11 de l'antenne IFA

Le diagramme de rayonnement de l'antenne IFA positionnée au centre du plan de masse est représenté sur la Figure 4-10(a). Le gain maximal est contenu dans le plan XZ et a pour valeur 3.45 dBi. Le diagramme de gain présente des nuls dans le plan YZ. La polarisation de l'antenne est décrite par la variation des gains G_θ et G_ϕ dans le plan $\phi=0^\circ$ (plan XZ) présentée dans la Figure 4-10(b) : c'est la combinaison du rayonnement d'une antenne dipôle avec un niveau de polarisation croisé important dans l'axe perpendiculaire au brin horizontal.

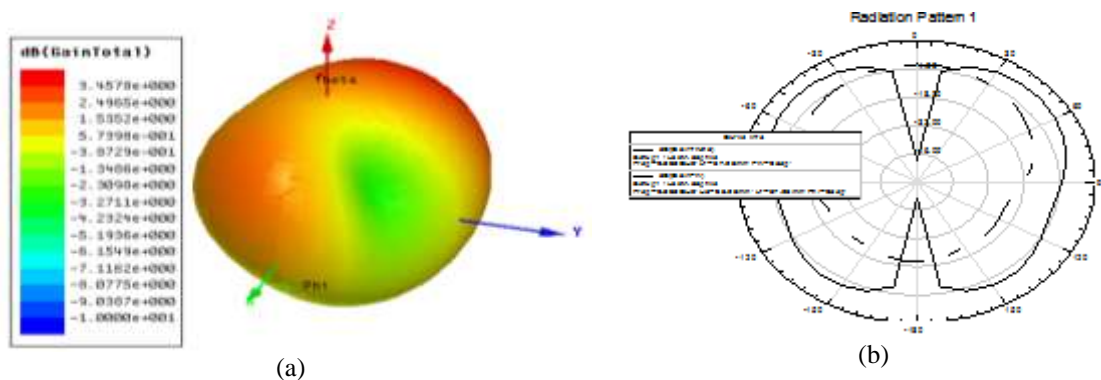


Figure 4-10. Diagramme de l'antenne IFA en 3D (a) et pour sa polarisation dans le plan $\phi=0^\circ$ (b) :
Antenne placée au centre du plan de masse

En plaçant l'antenne à proximité d'un coin du plan de masse, les champs diffractés par ce dernier créent un dépointage du diagramme de rayonnement le maximisant dans la direction du brin horizontal avec un nul de gain dans la direction opposée (Figure 4-11(a)). On note également une augmentation de 1dB du gain. Il en est de même pour la variation des composantes du champ électrique (Figure 4-11(b)).

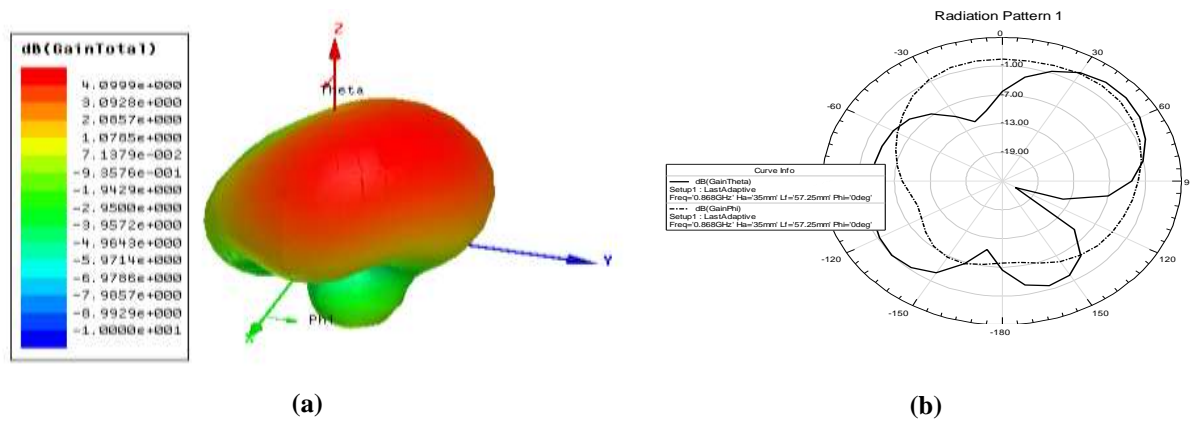


Figure 4-11. Diagramme de l'antenne IFA en 3D (a) et pour sa polarisation dans le plan $\phi=0^\circ$ (b) : Antenne placée dans un coin du plan de masse.

Exploitant ce principe de dépointage du diagramme et de focalisation du gain de l'antenne, il se révèle que pour couvrir du demi-plan supérieur, il faudrait donc 4 antennes disposées en rotation séquentielle sur le plan de masse. Cependant, l'inconvénient principal des réseaux d'antennes est la taille de la structure antennaire. Comme expliqué ci-dessus, théoriquement la distance requise entre deux antennes permettant d'éviter les problèmes de couplage entre ports est de $\lambda/2$ soit 17.28cm. Sous ces conditions le réseau d'antennes aurait une taille supérieure d'au moins la longueur d'onde si l'on prend en compte les espacements entre l'antenne IFA et les extrémités du plan de masse. Dans ce contexte, nous proposons dans cette étude :

- Une solution permettant la réduction de la taille du réseau d'IFA tout en conservant un couplage minimal entre antennes
- Une technique de réduction du rayonnement arrière (Leakage)
- La réalisation du réseau d'antenne et la mesure de ses paramètres S

4.2.2 Réseau d'antennes IFA à diversité d'espace, de diagramme et de polarisation

La géométrie de l'antenne proposée est représentée sur la Figure 4-12. Elle est constituée d'un plan de masse de dimension 20cm×20cm, de quatre antennes IFA en rotation successive de 90°, d'un réflecteur de dimensions 30cm×30cm et de quatre fentes insérées dans le plan de masse.

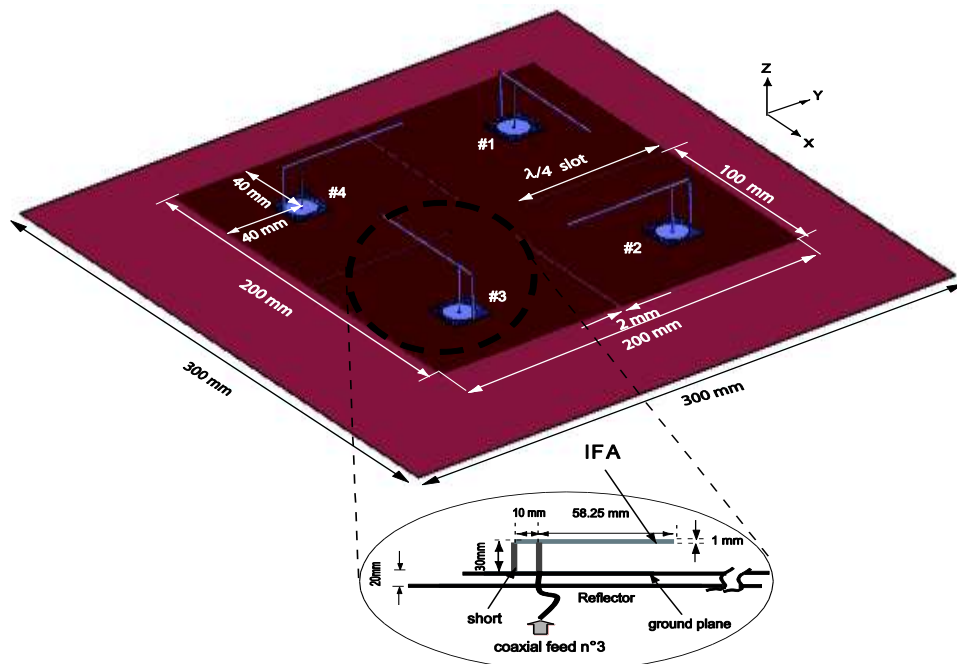


Figure 4-12. Géométrie du réseau d'IFA à diversité d'espace, de polarisation et de diagramme

Le réseau d'antennes IFA de la Figure 4-12 présente les caractéristiques suivantes :

1. Le plan de masse de dimensions 30cm×30cm pour une structure sans fente est réduit à 20cm×20cm avec des fentes insérées. Le fil de court-circuit de l'antenne IFA est connecté au plan de masse tandis qu'une ouverture est insérée dans celui-ci afin de connecter la sonde d'alimentation et le port coaxial [KIM06].
2. Les quatre IFA disposées en rotation séquentielle de 90° constituent un système multi-antennaires permettant la diversité d'espace. Les diagrammes de rayonnement des antennes $10\log(E_\theta^2 + E_\phi^2)$ caractériseront la diversité de diagramme. Les polarisations E_θ et E_ϕ des antennes décriront la diversité de polarisation du réseau d'antennes. Les quatre antennes IFA sont alimentées par des ports coaxiaux.
3. Le réflecteur métallique de dimensions 30cm×30cm a pour rôle de limiter le rayonnement arrière de l'antenne dû d'une part aux petites dimensions du plan de masse (moins d'une longueur d'onde) et d'autre à la présence de fentes dans le plan de masse. Il est placé à deux 2cm en dessous du plan de masse. En effet, nous limitons le rayonnement arrière afin d'éviter la lecture de tags parasites hors zone de lecture.

4. Les fentes insérées dans le plan de masse ont pour rôle d'isoler les ports et ainsi réduire le couplage entre les antennes. Elles sont longues de $\lambda/4$ ($\sim 8\text{cm}$) et larges de 2mm. Elles sont insérées au milieu de chaque coté du plan de masse [AND10], [KAR04], [ALV11]. Ces fentes modifient la circulation des courants surfaciques du plan de masse et les concentrent sur les bordures.

4.2.2.1 Effet des fentes sur l'adaptation et l'isolation des ports

La Figure 4-13 présente les paramètres S du réseau d'IFA pour les cas sans fentes et avec fentes dans le plan de masse de dimensions 20cm×20cm.

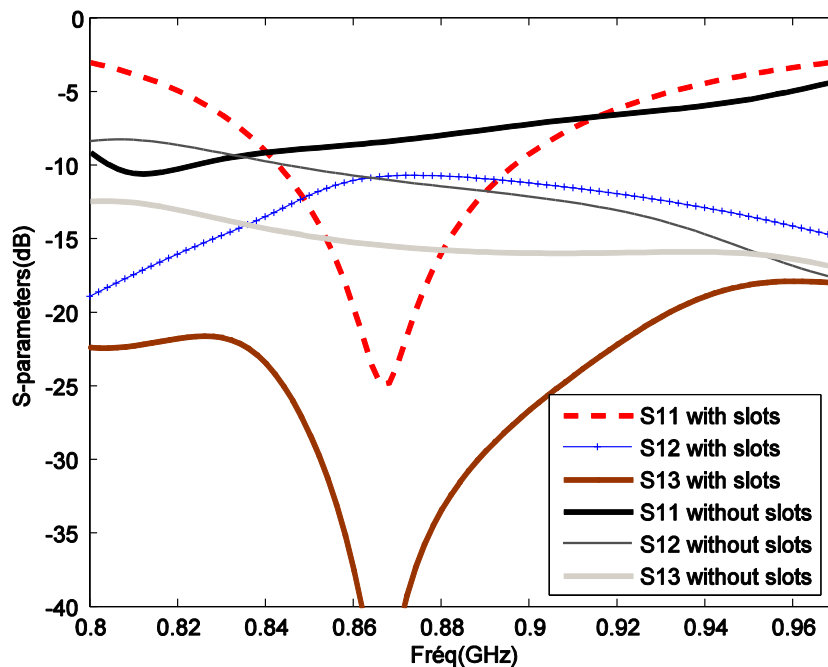


Figure 4-13. Paramètres S du réseau IFA sans fentes et avec fentes

L'antenne #1 est totalement désadaptée ($S_{11} > -7\text{dB}$) dans la bande de travail lorsque les fentes ne sont insérées dans le plan de masse. Le coefficient de transmission S_{12} entre l'antenne #1 et l'antenne #2 (qui sont toutes deux orthogonales) est de l'ordre de -12dB pour l'antenne sans fente. Le paramètre S_{13} entre l'antenne #1 et l'antenne #3 (elles se font face) est de -15 dB dans la bande 860MHz-868MHz sans les fentes.

En insérant les fentes dans le plan de masse, on améliore l'adaptation de l'antenne : le paramètre $S_{11} \geq -20\text{dB}$. La bande passante mesurée à -10 dB du S_{11} autour de 868MHz est 5.2% . Les paramètres S_{12} et S_{13} ont respectivement les valeurs -12dB et inférieure à -20dB .

4.2.2.2 Réduction du rayonnement arrière (Leakage)

L'ajout de fentes et la réduction du plan de masse créent un important rayonnement arrière comme illustré à la Figure 4-14(a). Deux solutions ont été proposées pour réduire le rayonnement :

- Intuitivement, on rajoute une plaque de réflexion sous le plan de masse comme le montre la Figure 4-14(b). La distance entre le réflecteur et le plan de masse est paramétrée afin de trouver la position adéquate du réflecteur. En effet, le système (plan de masse+vide+réflecteur) forme une capacité qui pourrait influencer les paramètres S de l'antenne.

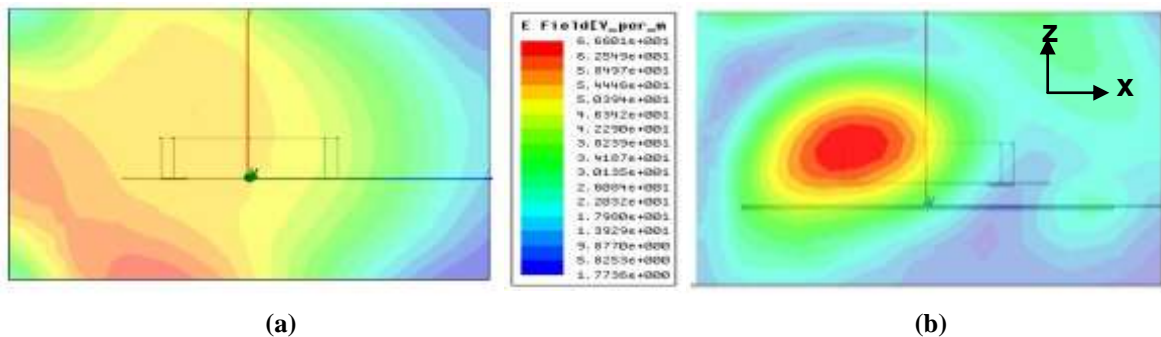


Figure 4-14. Rayonnement champ proche de l'antenne : (a) sans réflecteur, (b) avec réflecteur

- La seconde approche que nous proposons consiste à créer des corrugations dans le plan de masse et à créer une cavité focalisatrice autour du plan de masse (Figure 4-15). Les corrugations favorisent les réflexions d'ondes sur le plan de masse créant des ondes stationnaires qui seront piégées dans l'intérieur de ses corrugations. La circulation du courant sur la surface du plan de masse est ainsi bloquée. Le rayonnement en champ proche de l'antenne à corrugations est présenté à la Figure 4-16. En zone lointaine, le diagramme de rayonnement présente un rayonnement avant/arrière supérieur à 5dB .

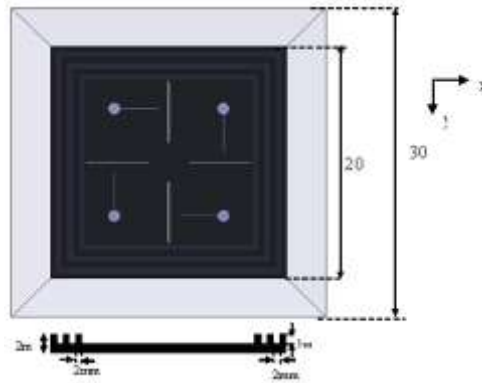


Figure 4-15. Géométrie du réseau d'antenne avec corrugations

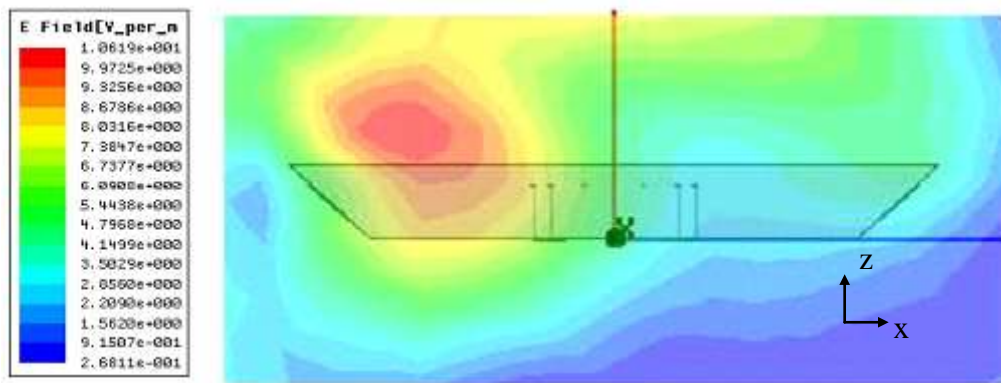


Figure 4-16. Rayonnement en champ proche de l'antenne avec corrugations

L'antenne à corrugations + cavité réduit considérablement le rayonnement arrière de cette dernière. Pour ce qui est du diagramme de rayonnement en zone lointaine, nous avons noté une réduction de 5dB du rayonnement arrière et un gain de même valeur dans le demi-plan supérieur contenant les IFA.

L'une ou l'autre des structures d'antennes proposées permettent une réduction du rayonnement arrière. Cependant, pour des raisons de fabrication, la structure avec réflecteur paraît beaucoup plus simple à réaliser et sera donc la solution retenue pour l'antenne à diversité.

4.2.2.3 Diversité : espace, diagramme et polarisation

Les performances en diversité de la structure à 4 IFAs avec réflecteur arrière sont données en termes de diagramme, de polarisation et de coefficient de corrélation d'enveloppe. La technique de diversité mise en œuvre est la commutation ce qui signifie que lorsqu'une des antennes IFA est alimentée par le lecteur, les autres sont adaptées par une charge $50\ \Omega$. Les potentialités en **diversité d'espace** de l'antenne proposée s'expliquent par le fait que nous utilisons 4 antennes IFA/ 4 ports avec un espacement de $0.343\lambda_0$ entre ports adjacents. Cette distance est largement suffisante pour que les signaux soient décorrélés dans un contexte NLOS.

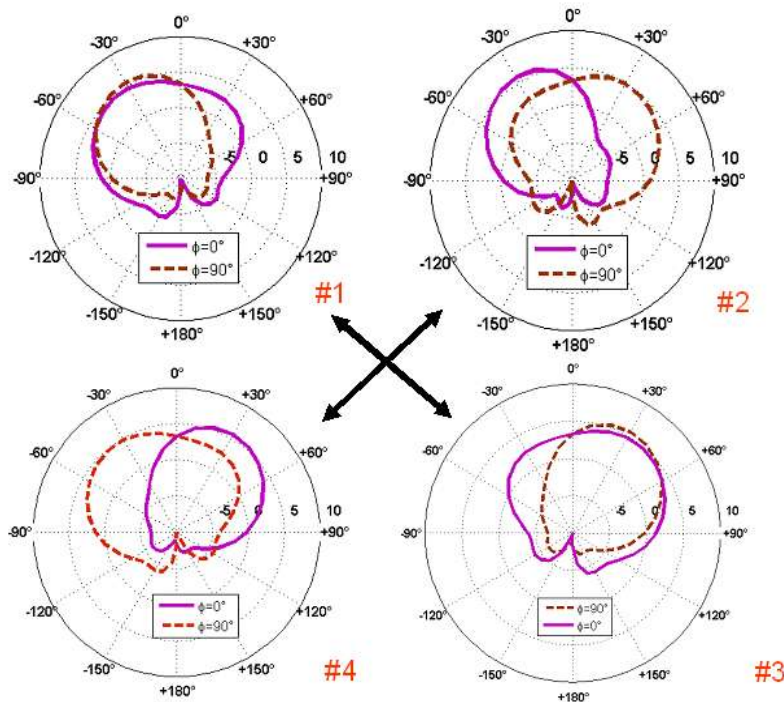


Figure 4-17. Diversité de diagramme

La **diversité de diagramme** est illustrée à la Figure Fig.4-17 dans les plans xoz ($\phi=0^\circ$) et yoz ($\phi=90^\circ$). Les IFAs #1 et #3 ont des diagrammes de rayonnement identiques mais sont complémentaires en termes de pointage de leurs diagrammes de rayonnement. En effet, en élévation et dans chacun des plans, elles pointent de façon complémentaire dans les directions $\pm 30^\circ$. Il en est de même pour les antennes #2 et #4. Grâce à la diversité de diagramme, l'antenne proposée est capable de couvrir en émission comme en réception une zone angulaire variant de -70° à $+70^\circ$ (mesurée en élévation et à -3dB d'ouverture du

diagramme de rayonnement). Notons que cette diversité de diagramme est intimement liée à la diversité d'espace en pratique et qu'elles sont délicates à séparer.

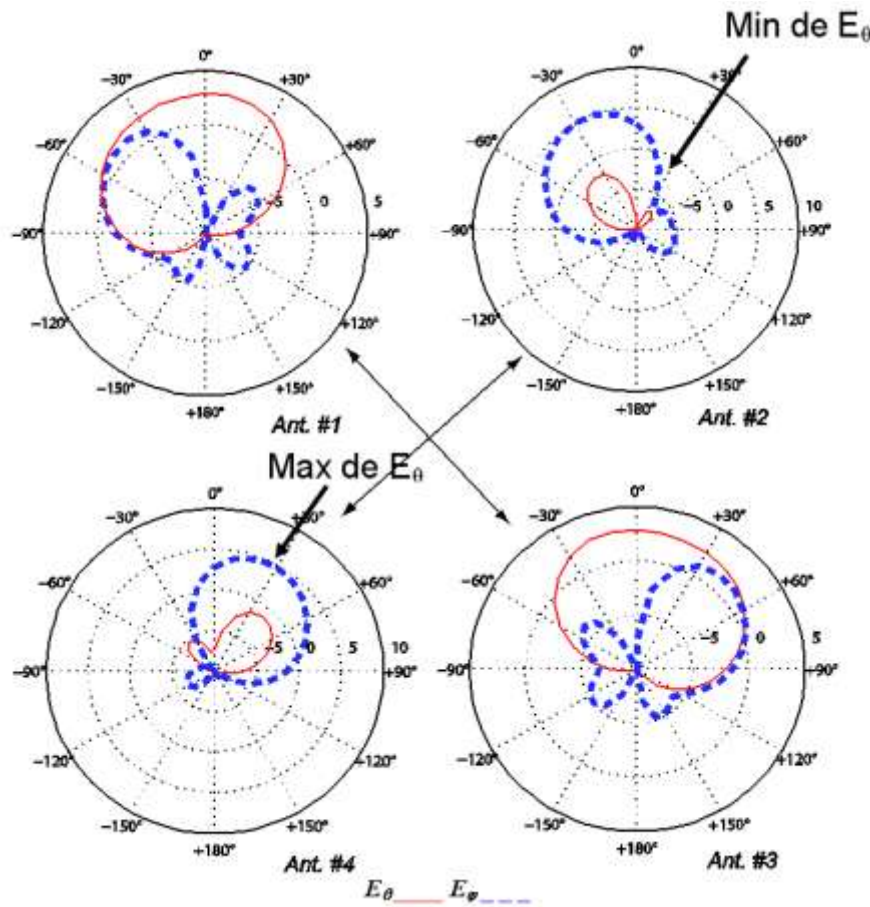


Figure 4-18. Diversité de polarisation

La **diversité de polarisation** est illustrée en Figure 4-18. Il s'agit de la distribution angulaire des composantes E_θ et E_ϕ du champ électrique de chacun des éléments IFA dans le plan yoz. Le nul de E_θ de l'antenne IFA #2 dans la direction -30° est compensé par l'antenne IFA #4 dans cette direction et vice-versa dans la direction $\pm 60^\circ$ pour la composantes E_ϕ pour les antennes IFA #1 et IFA #3. La diversité de polarisation permet ainsi d'émettre et de recevoir dans les deux polarisations horizontales H et verticale V dans la zone angulaire couverte par le diagramme de rayonnement des quatre IFA.

4.3 Fabrication de l'antenne et mesures des paramètres S

La Figure 4-19 présente l'antenne réalisée au sein du laboratoire ESYCOM. On peut visualiser les 4 éléments IFA, le réflecteur et les 4 câbles coaxiaux connectés aux 4 ports des antennes. Les fentes sont réalisées par gravure sur un substrat FR-4, cette opération étant trop délicate par découpe dans une simple plaque métallique.

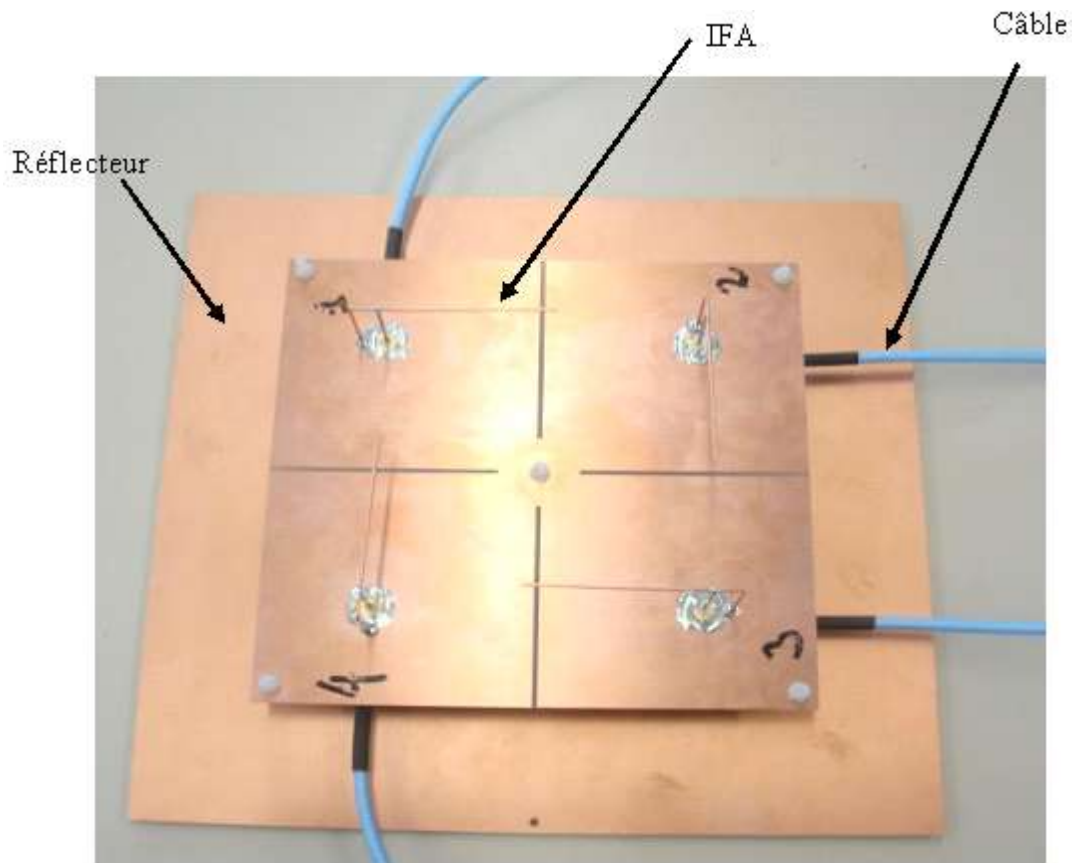


Figure 4-19. Prototype d'antenne lecteur fabriqué de l'antenne à diversité

Les paramètres S sont comparés aux paramètres S simulés avec le logiciel HFSS dans la Figure 4-20. On note que les résultats des mesures restent fidèles aux simulations avec éventuellement des petits décalages dus aux erreurs de fabrication et aux tolérances sur les substrats, en particulier dans le cas du paramètre S_{13} .

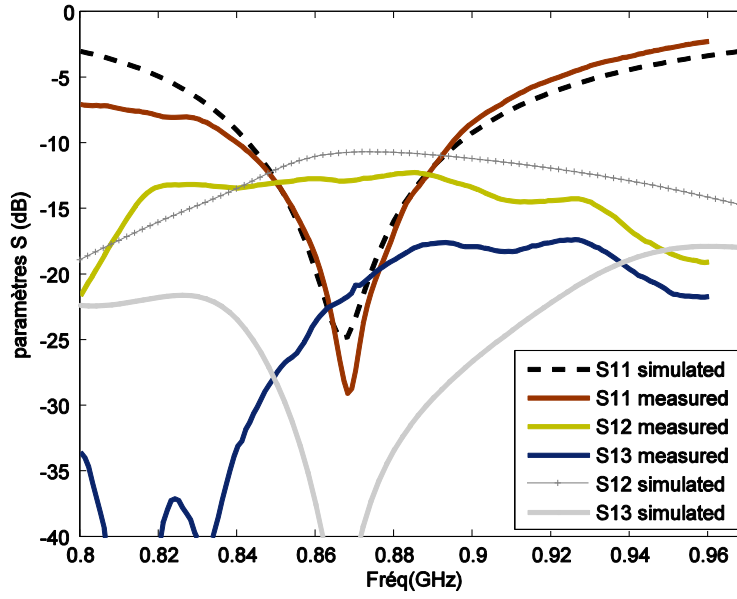


Figure 4-20. Comparaisons des paramètres S simulés et mesurés

4.3.1 Le coefficient de corrélation d'enveloppe

Le coefficient de corrélation ρ_e est l'outil mathématique et statistique qui permet de mesurer le degré de similitude de deux signaux reçus par deux antennes. Sa valeur varie entre 0 et 1. Lorsque ce coefficient prend la valeur 0, les deux signaux sont totalement décorrélés. Par conséquent, ils peuvent être combinés afin de reconstruire l'information transmise. Si les signaux sont corrélés, en particulier pour $\rho_e < 0.5$, alors l'apport des techniques de diversité est beaucoup plus faible. Grâce aux travaux de Romeu et al. [BLA03], ce coefficient d'enveloppe peut être calculé à partir des paramètres S en s'affranchissant de la formule complexe utilisant les diagrammes de rayonnement des antennes. Par exemple, le coefficient de corrélation d'enveloppe entre les antennes #1 et #2 est donné par :

$$\rho_{12} = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{11}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (1)$$

Les paramètres S sont complexes et le symbole * désigne le conjugué du paramètre. Les coefficients de corrélation ρ_{12} et ρ_{13} entre l'antenne #1 et les antennes #2 et #3 respectivement sont représentés dans la Figure 4-21 en fonction de la fréquence. Ils sont calculés à partir des paramètres S mesurés.

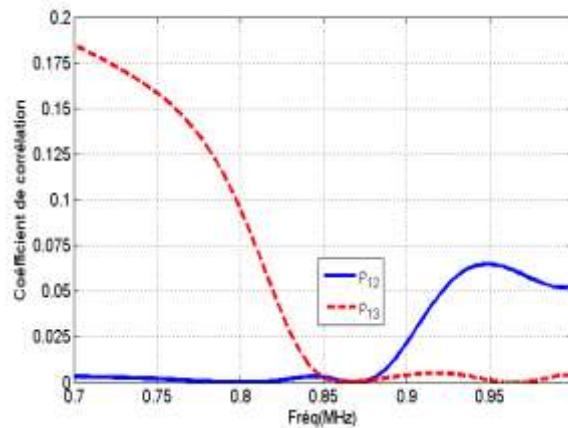


Figure 4-21. Coefficient de corrélation d'enveloppe

On observe que dans la bande d'intérêt (845-880MHz), le coefficient de corrélation de l'enveloppe est inférieur à $\rho_e < 0.003$ entre les antennes #1, #2 et #3. Les performances de l'antenne sont répertoriées dans le tableau 4-2.

| Paramètres | Spécificités | Unités | Conditions/notes |
|----------------------------|--------------------------|-----------------|--------------------------------|
| Bande passante | 845 à 880 | MHz | @ -10 dB du S11 |
| Gain | 5.0 | dBi | Chacune des IFA |
| Diagramme de rayonnement | diversité : -70° to +70° | | @ 3dB d'ouverture |
| Polarisation | diversité : H+V | | |
| Dynamique (XZ et YZ) | 10 | dBi | Entre le max et min |
| Ports | 50 | Ω | 4 accès (femelle) |
| Paramètres S (réflexion) | < -30 | dB | |
| Coefficient de corrélation | 0.003 | | Entre les éléments orthogonaux |
| Taille | 20x20x5.3 | cm ³ | |

Tableau 4-2. Récapitulatif des performances de l'antenne proposée

4.3.2 Mesures du taux de reconnaissance des tags UHF et comparaison avec des antennes commerciales

Nous présentons dans cette partie les mesures en taux de reconnaissance des tags pour la validation du concept de la diversité. Les tests de reconnaissances ont été réalisés pour 38 tags UHF passifs dont les antennes sont de type dipôles repliés. Chaque tag est collé à une boîte en plastique de dimension 4cmx4cmx7cm. Les tags sont ensuite placés arbitrairement dans un carton comme présenté à la Figure 4-22.

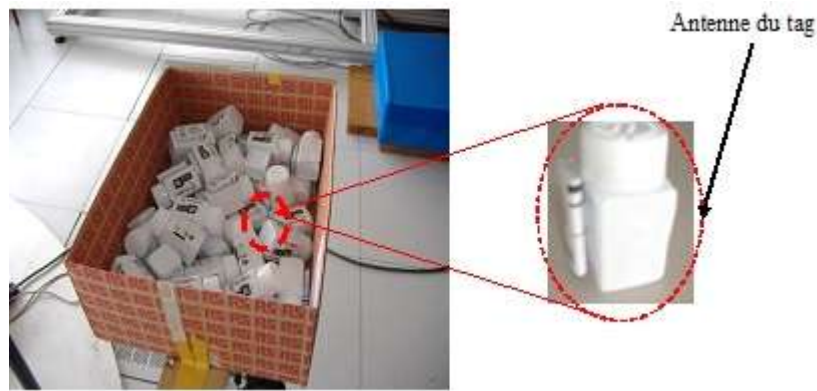
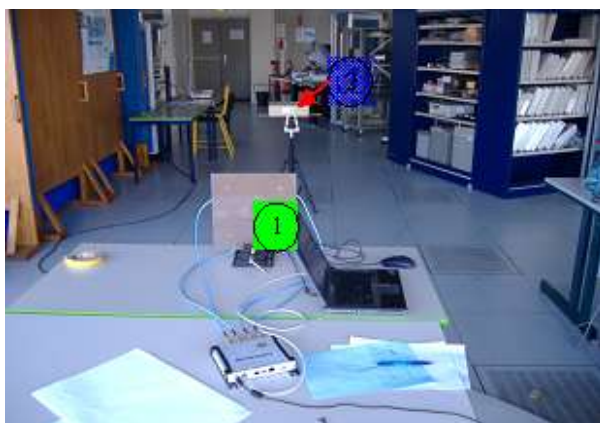


Figure 4-22. Carton de 38 produits avec tags disposés de façon arbitraire

Les tests de reconnaissance sont effectués dans deux salles : le laboratoire de mesure électronique et une salle informatique. La salle électronique est dominée par la présence d'objets favorables aux multi-trajets tels que les armoires métalliques, boîtiers métalliques des équipements de mesure, les murs et le sol du laboratoire. La salle informatique quant à elle présente moins d'encombrements, elle est moins favorable aux trajets multiples. Les deux salles sont présentées à la Figure 4-23(a) et 4-23(b).

La zone de test a la forme d'une tranche de gâteau de rayon 3m d'angle d'ouverture variant de -40° à $+40^\circ$. La zone de test est échantillonnée par pas de 10cm en longueur et par pas angulaire de 10° soit 270 points de mesure. Le carton de tags est positionné à 1.1m du sol. On peut observer à la Figure 4-23(a), la disposition du carton de tags par rapport à l'antenne du lecteur. Les performances de l'antenne dans l'amélioration du taux de reconnaissance des tags sont évaluées en fonction de la distance entre le lecteur et le carton de tags d'une part, et en fonction de l'angle azimutal du carton par rapport au centre de l'antenne d'autre part.



(a) salle de mesure électronique



(b) salle informatique

Figure 4-23. Dispositif expérimental pour évaluer le taux de reconnaissance des tags : 1(vert)→ antenne à diversité ; 2(bleu)→ carton de tags.

Les quatre ports de l'antenne à diversité sont ensuite connectés aux quatre canaux du lecteur RFID Speedway R420 [CISP]. Un aperçu du lecteur utilisé ainsi que de la méthode de connexion entre celui-ci et l'antenne réalisée est montrée dans les Figures 4-24 et 4-25.



Figure 4-24. Lecteur Impinj Speedway R420 [CISP]

Les ports du lecteur montrés dans la Figure 4-24 sont de type (Reverse polarity) RP-TNC male. La connexion se fera à travers d'un câble SMA, alors Il faut disposer d'une transition de RP-TNC femelle vers SMA femelle (Figure 4-25(b)) puisque le coaxial utilisé possède deux extrémités SMA mâle.

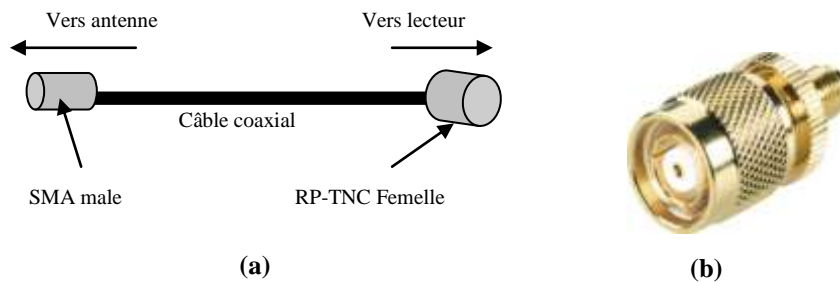


Figure 4-25. Connexion entre l'antenne réalisée et le lecteur: (a) câble coaxial, (b) Connecteur RP-TNC Femelle

Le lecteur RFID réalise une commutation entre les 4 éléments IFA avec une périodicité fixée par l'utilisateur entre 1 et 10 secondes. Dans sa version commerciale, cette commutation sera réalisée par un commutateur de type SP4T connecté à l'une des sorties du lecteur. La puissance émise par le lecteur est de 29 dBm soit une puissance EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power) rayonnée de 34 dBm ($29\text{dBm} + 5\text{dB} = 34\text{dBm}$). Les mesures en reconnaissance de tags sont réalisées avec l'antenne à diversité et elles sont comparées à

celles des antennes commerciales habituellement utilisées par les lecteurs RFID. Il s'agit d'une antenne à polarisation circulaire (Poynting PATCH-A0025 24.5cm×23.5cm×4cm) [POYN] et d'une antenne polarisation linéaire (IPJ-A0311-EU01 46cm×9cm×2cm) [IMPINJ]. Les images de ces deux antennes sont données à la Figure 4-26(a) et 3-26(b) respectivement.



(a) antenne à polarisation circulaire



(b) antenne à polarisation linéaire

Figure 4-26. Antennes commerciales de référence utilisées dans les applications RFID

Pour une comparaison équitable du taux de reconnaissance entre l'antenne à diversité et les antennes commerciales, la puissance émise par le lecteur a été ajustée pour chacune des antennes de sorte à avoir des puissances EIRP identiques. Les résultats comparatifs des tests en reconnaissance de tags dans la salle de mesure électronique sont présentés dans la Figure 4-27 pour les trois types d'antennes.

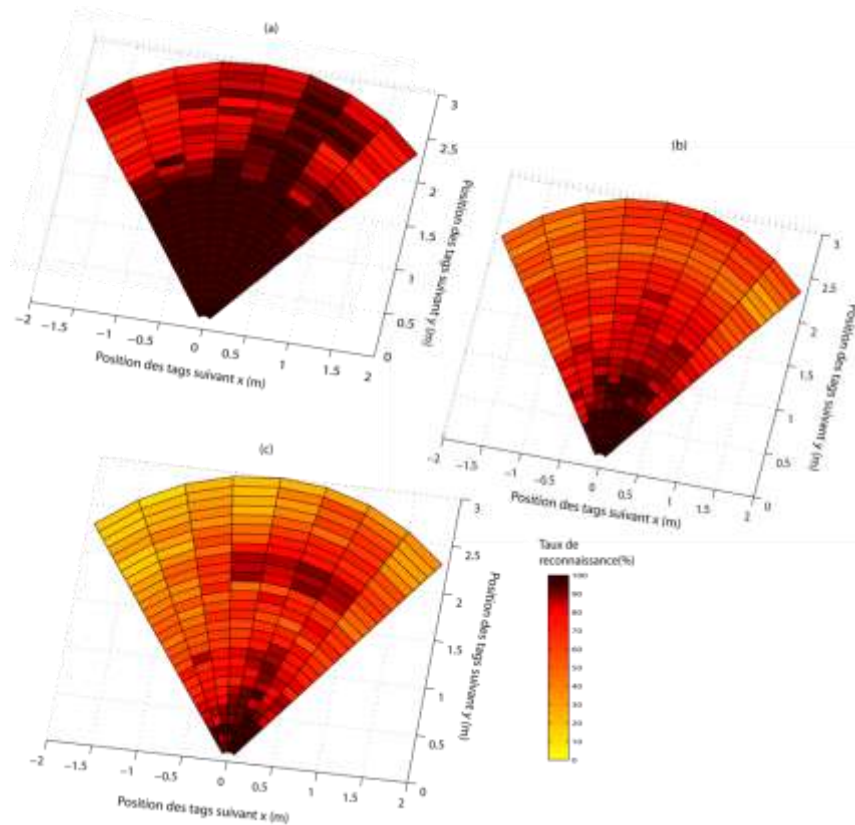


Figure 4-27. Taux de reconnaissance des tags en salle de mesure électronique. (a) antenne à diversité, (b) antenne à polarisation circulaire (CP), (c) antenne à polarisation linéaire(LP)

On observe sur la Figure 4-27(a) que 100% des tags sont identifiés jusqu'à 1.5m avec l'antenne à diversité. Au-delà de cette distance, le taux de reconnaissance reste tout de même important car il avoisine les 70% d'identification. Lorsque les mesures sont effectuées avec l'antenne CP, la distance d'identification de 100% des tags est beaucoup plus réduite, elle n'excède pas le mètre (1m). Ce taux décroît rapidement lorsqu'on éloigne la boîte de tags de l'antenne CP du lecteur (Figure 4-27(b)). Avec l'antenne CP on obtient en moyenne moins de 30% d'identification alors qu'elle est de plus 80% pour l'antenne à diversité. Contrairement aux deux antennes précédentes, on observe des fluctuations dans l'identification des tags avec l'antenne LP (Figure 4-27(c)). Deux zones chaudes à plus de 80% d'identification des tags peuvent être localisées : la première à moins de 0.70 m du lecteur et la seconde autour de 2 m. Ce taux d'identification élevé dans la seconde zone peut être expliquée par une interférence constructive des signaux issus des trajets-multiples. Partout ailleurs le taux de reconnaissance des tags n'excède pas les 40% avec l'antenne LP. De façon évidente, le taux de reconnaissance avec l'antenne à diversité reste meilleure comparé aux deux antennes commerciales.

4.3.3 Influence de l'environnement de mesures

Les mêmes tests sont réalisés dans la salle informatique avec l'antenne à diversité et l'antenne LP. Les résultats sont donnés à la Figure 4-28.

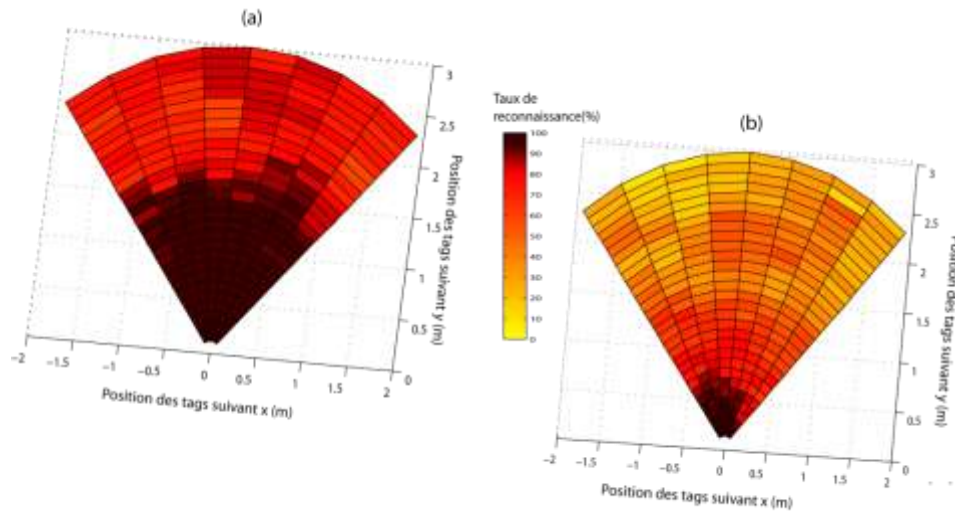


Figure 4-28. Taux de reconnaissance des tags en salle informatique (a) antenne à diversité, (b) antenne à polarisation linéaire (LP)

En comparaison avec les mesures en reconnaissance de tags effectuées en salle de mesure électronique, les résultats en salle informatique montrent des taux de reconnaissance des tags moins importants quelque soit l'antenne utilisée. Toutefois, l'identification des tags par l'antenne à diversité est en moyenne supérieure à 60% d'identification tandis qu'elle est de moins de 30% avec l'antenne LP au delà d'un mètre de distance.

Dans les deux salles de test, les résultats d'identification des tags ont démontré que l'antenne à diversité permettait d'améliorer le taux de reconnaissance des 38 tags présentés au lecteur.

4.4 Conclusion du chapitre 4

Dans ce chapitre, nous avons présenté une antenne à diversité d'espace, de diagramme et de polarisation qui fonctionne dans la bande européenne de la RFID UHF. Cette antenne compacte répond aux exigences d'amélioration du taux de lecture recherché. Avec un seul module de l'antenne proposée, les tests de reconnaissance effectués montrent toute l'efficacité de la diversité d'antenne dans l'amélioration du taux de reconnaissance des tags. Les 100% de taux de reconnaissance des tags ne sont pas atteints au-delà de 1.5m pour une configuration présentant une haute densité de tags. Cependant, l'antenne à diversité reste meilleure comparée aux deux antennes commerciales utilisées dans cette étude. Le taux de reconnaissance pourrait converger vers les 100% d'identification si plusieurs modules de l'antenne proposée sont utilisés via des commutateurs SP4T et combinés aux techniques usuelles des systèmes RFID telles que le déplacement des tags.

4.5 Références bibliographiques du chapitre 4

- [ISR] www.isr.umd.edu/~austin/ense621.d/projects04.d/project-tracking-system.html
- [ZHI11] ZHANG, Zhijun. *Antenna design for mobile devices*. Wiley. com, 2011.
- [ANSYS] <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics>
- [KIM06] KIM, Jong-Sung, et al. Polarization and space diversity antenna using inverted-F antennas for RFID reader applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2006, vol. 5, no 1, p. 265-268.
- [AND10] ANDRENKO, Andrey S.; YAMAGAJI, Takashi. Novel design for reducing mutual coupling and signal correlation in diversity handset antennas. En *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*. IEEE, 2010. p. 2095-2098.
- [KAR04] KARABOIKIS, M., et al. Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2004, vol. 3, no 1, p. 9-14.
- [ALV11] ALVES, T.; POUSSOT, B.; LAHEURTE, J.-M. PIFA–Top-Loaded-Monopole Antenna With Diversity Features for WBAN Applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2011, vol. 10, p. 693-696
- [BLA03] BLANCH, S.; ROMEU, J.; CORBELLÀ, I. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. *Electronics Letters*, 2003, vol. 39, no 9, p. 705-707.
- [CISP] <http://www.cisper.nl/rfid/products/readers/>
- [POYN] <http://www.poyntingcommercial.com/index.php?q=catalogue|productinfo,26>
- [IMPINJ] http://www.impinj.com/RFID_Reader_Antennas.aspx

Conclusion Générale et Perspectives

Conclusion générale et perspectives

Ce travail s'est attaché à trouver des solutions à deux limitations technologiques fortes de la technologie RFID UHF.

Tout d'abord la variété des supports sur lesquels les étiquettes RFID sont placées. La variabilité de ces supports entraîne un dérèglement de l'adaptation entre l'antenne du tag et le chip et en conséquence une réduction de la distance de lecture maximale. Tous les prototypes de tags réalisés ont été construits autour du module Mutrak commercialisé par la société Tagsys, combinant le chip UHF RFID Monza4 et une boucle de couplage. Les mesures étaient réalisées sur un lecteur UHF RFID fonctionnant dans la bande européenne 865-868 MHz, ou à l'aide du dispositif Tagformance de Voyantic entre 800MHz et 1000 MHz.

Pour la problématique de la variation du support diélectrique, on a proposé des solutions basées sur des dipôles enroulés filaires ou imprimés sur substrat Kapton mince. Pour la structure filaire, on a conçu un tag à deux dipôles pouvant fonctionner sur un récipient plastique vide ou rempli d'eau. Chacun des dipôles résonne pour l'un ou l'autre cas, ce qui permet un fonctionnement correct en présence d'eau avec une distance de lecture de 50 cm alors que cette distance est nulle pour un tag conçu pour fonctionner dans l'air ou sur du plastique. La même topologie d'antenne combinée a ensuite été utilisée sur un tag imprimé, l'idée étant plutôt d'élargir la bande passante afin de limiter la sensibilité vis à vis de la variabilité de la permittivité diélectrique du support. Plusieurs prototypes ont été réalisés montrant une bonne résistance à la présence de support plastique de quelques mm d'épaisseur et de permittivité variable.

Pour la problématique du tag sur supports métalliques, il a été démontré qu'une fente gravée au sein d'un patch conventionnel constitue une interface de couplage performante entre le module Mutrak et l'antenne. A l'issue de l'étude paramétrique, on a réalisé un tag miniaturisé de surface 4 fois plus petite que le tag initial avec des performances de distance de lecture mesurées supérieures (3.9m contre 3.4m). La clef de cette amélioration découle de la

possibilité de respecter la condition d'adaptation chip/antenne sur les réactances pour un tag de petites dimensions. On a pour cela volontairement décalé la résonance de l'antenne vers les hautes fréquences afin que le maximum de réactance soit obtenu à la fréquence de travail et se rapproche de la valeur $-\text{Im}[\text{chip}]$.

Une deuxième limitation forte de la RFID est l'impossibilité d'une lecture statique (c'est-à-dire pour laquelle ni le lecteur, ni les objets taggés ne se déplacent) dans des scénarios à forte densité de tags. Ceci est notamment lié au couplage entre antennes lorsque la densité de tags est forte ou aux perturbation de diagramme (masquage) dues à l'environnement proche des antennes, support ou objets. L'amélioration du taux de lecture statique consiste à effectuer une lecture dynamique, c'est à dire à déplacer les tags ou l'antenne lecteur, ce qui présente un surcoût et une réduction de temps de lecture.

Nous avons donc proposé une antenne à diversité d'espace, de diagramme et de polarisation fonctionnant dans la bande européenne Cette structure compacte à 4 IFAs améliore sensiblement le taux de reconnaissance des tags par rapport aux deux antennes commerciales utilisées dans cette étude. Le cas test réalisé a consisté à présenter un carton d'une cinquantaine d'objets plastiques tags dans un secteur angulaire face à l'antenne lecteur et à estimer le taux de lecture pour différentes positions au sein de ce secteur angulaire.

A l'issue de ce travail, il apparaît que des pistes d'amélioration n'ont pas été explorées. Au niveau des tags, l'utilisation d'antennes magnétiques constitue une première piste. Le champ proche de ce type d'antennes étant en effet essentiellement magnétique, on s'attend à une insensibilité naturelle à la permittivité du milieu environnant. La difficulté consiste probablement alors à réaliser une véritable antenne magnétique dont l'impédance est « adaptable » c'est-à-dire de l'ordre de grandeur de celle du chip. En effet, les antennes réellement magnétiques sont typiquement de très petites tailles (ex : boucle de courant) et de réactance très élevée. Mais le sujet reste ouvert.

Une autre perspective est le développement d'une méthode d'analyse plus rigoureuse du couplage de 2 dipôles au module Mutrak afin d'élargir la largeur de bande de la structure. Certains tags commerciaux large bande dont l'antenne est couplée directement à la puce utilisent en effet le principe du « double-tuned matching » permettant de multiplier par 3 la

bande passante d'un tag. Une adaptation de cette méthode analytique appliquée à notre structure conçue empiriquement permettrait d'en optimiser les performances.

Enfin, des techniques en diversité plus efficaces utilisant les techniques MRC de recombinaison des signaux issus des antennes devraient permettre d'améliorer encore le taux de lecture dans les scénarios. Cette recombinaison peut s'envisager au sein d'une nouvelle génération de chipsets de lecteur, ou grâce à un chip commercial à implémenter au sein de la structure à 4 IFAs proposée dans la thèse.

ANNEXES

Annexe

A-I Impédance et résultats des dipôles D1 et D2 pour le tag T1

Cette annexe étudie séparément chacun des dipôles qui forment le tag (T1). Les simulations ont été réalisées avec les mêmes dimensions de dipôle mais en ne conservant qu'un seul des deux afin de regarder séparément les caractéristiques et performances. La figure A-1 montre l'impédance et le gain de l'antenne lorsque seul le dipôle (D1) est couplé au module Mutrak.

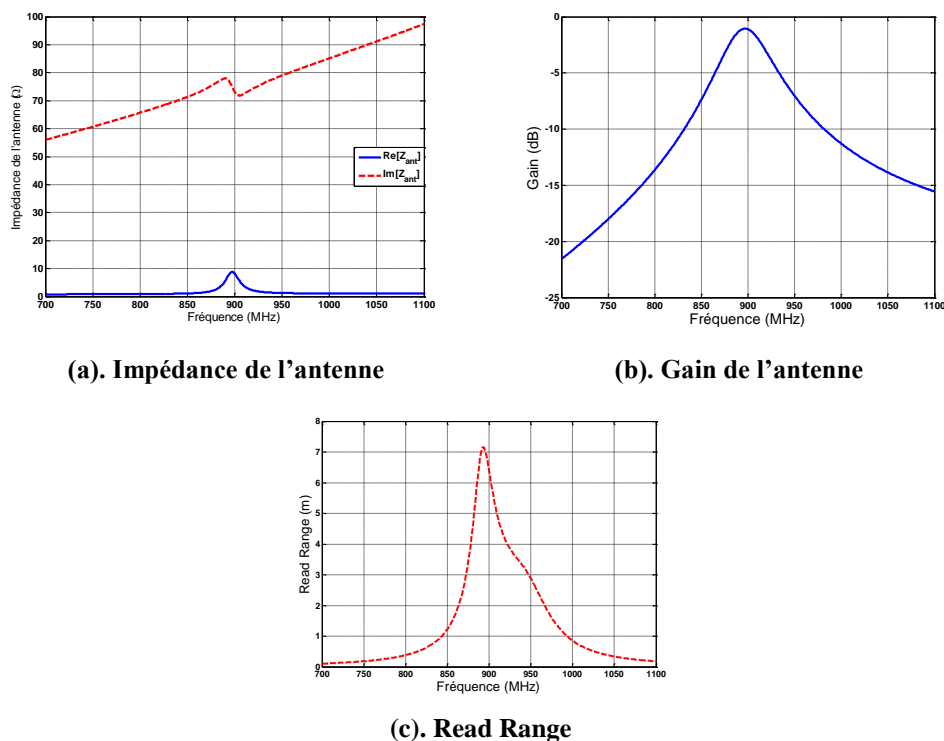
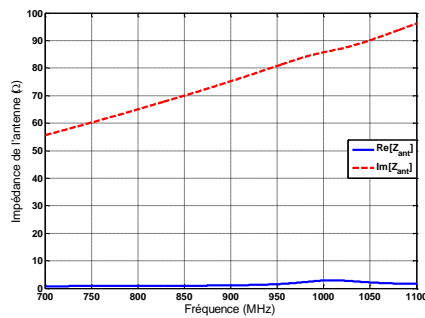


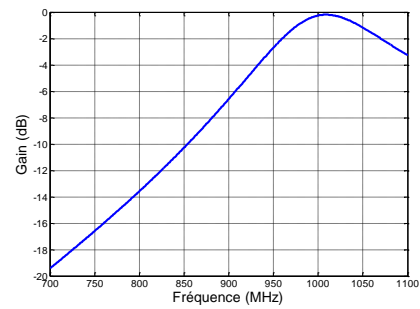
Figure A-1. Résultats du dipôle D1 dans le tag T1

Les résultats montrent que le dipôle (D1) couplé au Mutrak résonne à une fréquence de 900 MHz. La distance de lecture de 7m et la forme du pic se retrouve avec un léger décalage lié au couplage mutuel entre dipôles sur la Figure 2-25.

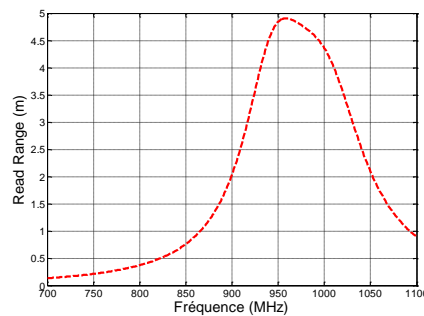
De façon similaire, le dipôle (D2) seul a été couplé au module Mutrak. Les résultats peuvent être observés dans la figure A-2.



(a). Impédance de l'antenne



(b). Gain de l'antenne



(c). Read Range

Figure A-2. Résultats du dipôle D2 dans le tag T1

La fréquence de résonance est à 1000 MHz mais le maximum de distance de lecture est à 950 MHz, fréquence pour laquelle l'adaptation des parties imaginaires est optimale grâce à la résonance naturelle du module Mutrak. On note que la réponse en gain est beaucoup plus plate que pour (D1). Ceci explique le comportement plus large bande de la réponse en distance de lecture. Enfin, en comparant avec la figure 2-45 où les 2 dipôles sont combinés, on note que le couplage mutuel entre dipôles améliore à la fois la réponse en gain et en impédance sur la partie haute de la bande de fréquences. La résonance de (D1) dans la figure 2.45 est repoussée à 870 MHz du fait de la proximité de la fréquence de résonance (D2).

A-II Impédance et résultats des dipôles D1 et D2 pour le tag T2

On s'intéresse à présent aux comportements individuels des dipôles (D1) et (D2) constituant le tag large bande T2, en conservant les mêmes dimensions mais un seul des 2 dipôles.

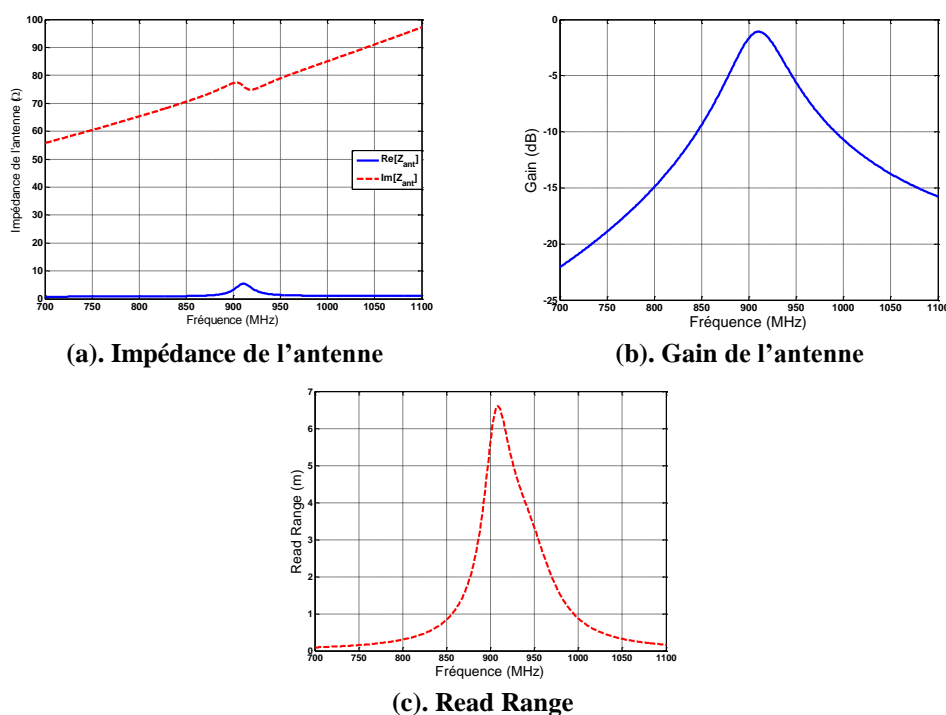


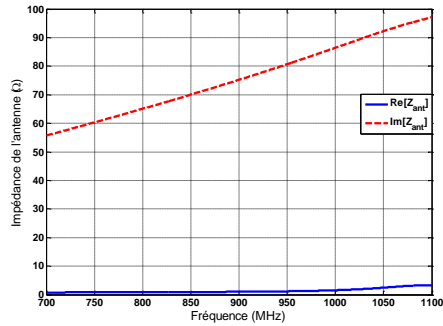
Figure A-3. Résultats du dipôle D1 dans le tag T2

Pour le dipôle (D1), on observe globalement le même comportement que celui observé pour le tag T1

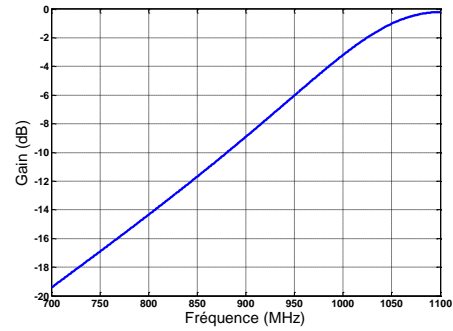
En revanche, pour le deuxième dipôle (D2) dans le tag T2, le comportement de la figure A-4 est légèrement différent que pour le tag T1. La résonance propre de (D2) est autour de 1100 MHz. Le pic de distance de lecture est associé à l'adaptation du module tandis que le méplat observé autour de 1000-1050 MHz est dû à la remontée du gain qui compense partiellement la forte désadaptation.

Quand on compare ces courbes à la figure 2.47 combinant les 2 dipôles, on note que le couplage entre dipôles augmente sensiblement les distances de lecture. La fréquence de résonance de (D1) reste autour de 905 MHz car elle est peu repoussée par la résonance de (D2) à 1100 MHz. On observe toujours le méplat lié au gain de (D2) élevé autour de 1000 MHz. La fréquence propre de (D2) descend de 1100 MHz à environ 1025 MHz une fois couplée à (D1).

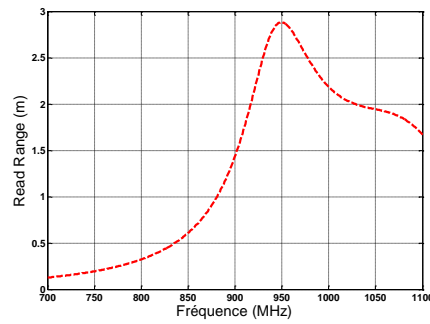
Pour le deuxième dipôle D2 dans le tag T2, le comportement est montré dans la figure A-4



(a). Impédance de l'antenne



(b). Gain de l'antenne



(c). Read Range

Figure A-4. Résultats du dipôle D2 dans le tag T2

Comme dans le tag T1, le dipôle de haute fréquence est le moins adapté et en conséquence sa contribution sur le read range de la structure T2 est faible et dépendra surtout de son niveau de gain supérieur à celui du D1.